

Titre: Caractérisation du comportement réactif de la machine asynchrone
Title: à rotor bobiné par variation de sa tension rotorique

Auteur: Guillaume Dumur
Author:

Date: 2006

Type: Mémoire ou thèse / Dissertation or Thesis

Référence: Dumur, G. (2006). Caractérisation du comportement réactif de la machine asynchrone à rotor bobiné par variation de sa tension rotorique [Mémoire de maîtrise, École Polytechnique de Montréal]. PolyPublie.
Citation: <https://publications.polymtl.ca/7812/>

 **Document en libre accès dans PolyPublie**
Open Access document in PolyPublie

URL de PolyPublie: <https://publications.polymtl.ca/7812/>
PolyPublie URL:

**Directeurs de
recherche:**
Advisors:

Programme: Non spécifié
Program:

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

CARACTÉRISATION DU COMPORTEMENT RÉACTIF DE LA MACHINE
ASYNCHRONE À ROTOR BOBINÉ PAR VARIATION DE SA TENSION ROTORIQUE

GUILLAUME DUMUR
DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

MÉMOIRE PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION
DU DIPLÔME DE MAÎTRISE ÈS SCIENCES APPLIQUÉES
(GÉNIE ÉLECTRIQUE)
NOVEMBRE 2006

© Dumur Guillaume, 2006.



Library and
Archives Canada

Bibliothèque et
Archives Canada

Published Heritage
Branch

Direction du
Patrimoine de l'édition

395 Wellington Street
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

395, rue Wellington
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Your file Votre référence

ISBN: 978-0-494-25540-7

Our file Notre référence

ISBN: 978-0-494-25540-7

NOTICE:

The author has granted a non-exclusive license allowing Library and Archives Canada to reproduce, publish, archive, preserve, conserve, communicate to the public by telecommunication or on the Internet, loan, distribute and sell theses worldwide, for commercial or non-commercial purposes, in microform, paper, electronic and/or any other formats.

The author retains copyright ownership and moral rights in this thesis. Neither the thesis nor substantial extracts from it may be printed or otherwise reproduced without the author's permission.

AVIS:

L'auteur a accordé une licence non exclusive permettant à la Bibliothèque et Archives Canada de reproduire, publier, archiver, sauvegarder, conserver, transmettre au public par télécommunication ou par l'Internet, prêter, distribuer et vendre des thèses partout dans le monde, à des fins commerciales ou autres, sur support microforme, papier, électronique et/ou autres formats.

L'auteur conserve la propriété du droit d'auteur et des droits moraux qui protègent cette thèse. Ni la thèse ni des extraits substantiels de celle-ci ne doivent être imprimés ou autrement reproduits sans son autorisation.

In compliance with the Canadian Privacy Act some supporting forms may have been removed from this thesis.

Conformément à la loi canadienne sur la protection de la vie privée, quelques formulaires secondaires ont été enlevés de cette thèse.

While these forms may be included in the document page count, their removal does not represent any loss of content from the thesis.

Bien que ces formulaires aient inclus dans la pagination, il n'y aura aucun contenu manquant.


Canada

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire intitulé :

CARACTÉRISATION DU COMPORTEMENT RÉACTIF DE LA MACHINE
ASYNCHRONE À ROTOR BOBINÉ PAR VARIATION DE SA TENSION ROTORIQUE

présenté par : Guillaume Dumur

en vue de l'obtention du diplôme de : Maîtrise ès Sciences Appliquées (M.Sc.A)

a été dûment accepté par le jury d'examen constitué de :

M. Guy OLIVIER, PhD, Président,

M. Gilles ROY, M.Sc.A, membre et directeur de recherche,

M. Jean MAHSEREDJIAN, PhD, membre et co-directeur de recherche,

M. Georges-Émile APRIL, PhD, membre.

REMERCIEMENTS

Je tiens à remercier particulièrement mon directeur de recherche, M. Gilles Roy, pour la disponibilité et la gentillesse dont il a fait preuve, ainsi que pour l'aide précieuse qu'il m'a apportée tout au long de ce travail. Je remercie également mon codirecteur, M. Jean Mahseredjian, pour l'aide qu'il m'a apportée lors de mon travail sous EMTP.

Je remercie également mes parents et ma famille, sans l'aide et le soutien de qui je n'aurais pas pu vivre cette aventure Québécoise.

Je remercie Laurence pour avoir relu et corrigé ce mémoire, ainsi que pour me supporter tous les jours...

Enfin, je remercie Ruku, Couchoud et Marsu pour nous avoir accueillis à notre arrivée au Québec, Raphaël, Julien et Vincent pour cette bonne année passée avec eux en coloc', et enfin une pensée spéciale pour mes amis de la Wyatt et pour Sred qui ne m'ont pas oublié depuis deux ans...

RÉSUMÉ

De nos jours, les énergies dites "propres" sont en plein essor. La demande croissante en énergie électrique couplée à la recherche de sources d'énergie renouvelables a permis à la machine asynchrone à rotor bobiné de prendre une importance considérable, car celle-ci est utilisée pour la production de puissance électrique éolienne.

Le but de cette recherche est d'étudier la mise en œuvre d'un contrôleur totalement intégré au rotor pour la machine asynchrone à rotor bobiné. Ce contrôleur devra assurer un réglage découplé puissance réactive / puissance active (vues du stator). Pour ce travail, il faudra dans un premier temps connaître de façon précise tous les échanges énergétiques mis en jeu entre le rotor et le stator lorsque l'on varie la source rotorique, ce qui permettra d'obtenir un dimensionnement de la source à synthétiser (donc un dimensionnement du convertisseur utilisé). Ce travail sera réalisé dans l'environnement Matlab / Simulink. Dans un second temps, on étudiera la faisabilité d'un tel réglage, c'est-à-dire que l'on cherchera à savoir s'il est possible de fonctionner en maintenant la puissance réactive constante. L'étape suivante sera d'élaborer des lois de commande précises et d'implanter ces lois dans un convertisseur matriciel, ce qui achèvera la conception d'un contrôleur totalement intégré au rotor. Enfin, le dernier objectif sera de valider le comportement du moteur et de son contrôleur dans un "environnement réseau" réaliste, à l'aide du logiciel de simulation EMTP-RV.

Des recommandations pour des développements futurs éventuels sont données à la fin de ce document.

ABSTRACT

The production of renewable energy is nowadays more and more essential. It has become an essential axis of research and development, because of the growing need in electrical power. Therefore the doubly-fed induction machine (DFIG) is more and more used in wind power generation.

The main objective of this project is to study the possibility of designing a new controller, fully integrated to the rotor side, without any link to the stator side. This controller will have to provide a decoupled control of active and reactive stator powers. First a study of the impact of the variations of the rotor voltage source on the power flows between the rotor and the stator will be achieved. This study will give a first idea of the total rated power needed by the controller, and hence an idea of the rated power of the matrix converter which can be used to achieve the conception of the controller. Simulations will be done using the software Matlab / Simulink. Then this project determines if a constant reactive stator power operation is feasible. If it is feasible, the control laws will be established as accurately as possible, and to implemented in a matrix converter. This will end the conception of a totally rotor integrated controller.

The control laws and the entire design will be validated in a realistic power system environment using EMTP-RV.

The report ends with recommendations for future research.

TABLE DES MATIÈRES

REMERCIEMENTS	iv
RÉSUMÉ	v
ABSTRACT	vi
TABLE DES MATIÈRES.....	vii
LISTE DES TABLEAUX.....	x
LISTE DES FIGURES	xi
LISTE DES FIGURES	xi
LISTE DES NOTATIONS ET SYMBOLES UTILISÉS	xv
Introduction.....	1
Chapitre 1 : Étude bibliographique.....	3
Chapitre 2 : Étude du modèle de machine de la MAS-RB.....	10
2.1 Équations de la machine	11
2.2 Calcul des paramètres des modèles de machine	16
2.3 Comparaison avec le modèle [18].....	17
2.4 Fonctionnement à rotor court-circuité	19
2.5 Fonctionnement en régime de fonctionnement synchrone	24
2.5.1 Détermination du couple limite de fonctionnement	25
2.5.2 Courbes en V de la MAS à rotor bobiné	26
2.6 Comparaison avec le modèle de machine "asynchronous machine Si units" de la librairie "SimPowerSystems"	28
2.7 Comparaison avec le modèle de machine d'EMTP et première étude de la source rotorique.....	30
2.7.1 Comparaison lors du fonctionnement à rotor court-circuité.....	30
2.7.2 Étude de la source rotorique dans le référentiel de Park	31
2.8 Conclusion	39
Chapitre 3 : caractérisation de la source rotorique dans le référentiel de Park.....	41
3.1 Variations de V_{rq} pour $V_{rd} = 0$ V	41
3.1.1 Test sur les puissances au stator	41
3.1.2 Tests sur les autres grandeurs	44
3.1.3 Conclusion	47

3.2	Variations de V_{rd} pour $V_{rq} = 0$ V	48
3.2.1	Tests sur les puissances au stator	48
3.2.2	Tests sur les autres grandeurs	51
3.2.3	Conclusion	54
3.3	Comportement de la machine lors d'un réglage de Q_s	54
3.3.1	Détermination des valeurs limites de V_{rq}	54
3.3.2	Conclusion	62
3.4	Réglage de la puissance réactive Q_s pour un fonctionnement à facteur de puissance unitaire et à glissement non contrôlé.....	62
3.4.1	Algorithme utilisé	62
3.4.2	Résultats de simulation sur les puissances au stator.....	63
3.4.3	Résultats de simulation sur les puissances au stator.....	66
3.4.4	Réponse des autres grandeurs	68
3.4.5	Conclusion	73
3.5	Opération à facteur de puissance unitaire et à glissement contrôlé.....	73
3.5.1	Résultats sur les puissances électriques au stator	73
3.5.2	Résultats sur les puissances au rotor.....	76
3.5.3	Résultat sur les autres grandeurs.....	78
3.6	Conclusion	81
Chapitre 4 : Validation du réglage sous EMTP.....		84
4.1	Essais avec le modèle de machine existant déjà dans la librairie « machines.clf ».....	84
4.1.1	Essais en mode synchrone	85
4.1.2	Essais en mode asynchrone	87
4.1.3	Conclusion	97
4.2	Réglage sous EMTP	98
4.2.1	Variations de V_{Q1} , pour $V_{D1} = 0$ V	98
4.2.2	Fonctionnement à facteur de puissance unitaire.....	102
4.2.2	Conclusion	111
4.3	Test avec une impédance côté stator.....	112
4.3.1	Essai en mode moteur.....	112
4.3.2	Essai en mode générateur	113

4.3.3	Puissance fournie par le réseau	115
4.4	Conclusion	117
	Conclusion.....	118
	Références	121
	Annexe A : Modèle développé sous Matlab / Simulink.....	123
A.1	Transformations de Park	123
A.2	Équations électriques	123
A.3	Changement de variable des courants de Park	125
A.4	Équation du couple	125
A.5	Calcul de la vitesse du moteur	125
A.6	Calcul des puissances.....	125
A.7	Pulsation rotorique	126
A.8	Glissement	126
A.9	Courants efficaces au rotor et au stator.....	126
A.10	Modèle Simulink.....	127
	Annexe B : plaques signalétiques et valeurs de base des machines	129
B.1	Machine 3 hp	129
B.2	Machine 11000 hp.....	131
	Annexe C : modèle analytique élaboré au Chapitre 2	132
	Annexe D : bilan énergétique (machine 11000 hp) lors du fonctionnement à $Q_s = 0$ VAR, $C_R = 1$ pu,	133

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 2.1 : plaque signalétique de la machine 3 hp	16
Tableau 2.2 : réponse de la machine à rotor court-circuité, à pleine charge.....	24
Tableau 3.1 : plages de réglages des tensions rotoriques pour la machine 3 hp	82
Tableau 4.1 : paramètres de la machine 11000 hp sous EMTP	84
Tableau 4.2 : plages de réglage pour la machine 11000 hp.....	112
Tableau B.1 : plaque signalétique de la machine 3 hp	129
Tableau B.2: valeurs de base de la machine 3 hp.....	129
Tableau B.3: paramètres mesurés de la machine 3 hp (tiré de [18])	129
Tableau B.4 : paramètres de la machine 3 hp sous Matlab.....	131
Tableau B.5: valeurs de base de la machine 11000 hp.....	131
Tableau B.6: paramètres de la machine 11000 hp sous Matlab.....	131

LISTE DES FIGURES

Figure 1.1 : schéma générique pour le contrôle de Q_s	7
Figure 1.2 : schéma proposé d'implantation.....	9
Figure 2.1 : circuit équivalent en régime permanent dans EMTP	16
Figure 2.2 : circuit équivalent en régime permanent du modèle analytique	17
Figure 2.3 : réponses en couple des modèles analytiques et [18]	18
Figure 2.4 : réponses en vitesse des modèles analytiques et [18]	19
Figure 2.5 : puissances électriques au stator en fonction du couple de charge appliqué	20
Figure 2.6 : rendement en fonction du couple de charge appliqué	21
Figure 2.7 : glissement en fonction du couple de charge appliqué	22
Figure 2.8 : courant efficace au rotor en fonction du couple de charge appliqué	22
Figure 2.9 : facteur de puissance en fonction du couple de charge appliqué	23
Figure 2.10 : courant continu magnétisant en mode synchrone	26
Figure 2.11: courbes en V de la puissance réactive Q_s en fonction du courant rotorique	27
Figure 2.12: courbes en V du courant statorique en fonction du courant rotorique.....	28
Figure 2.13 : réponses en couple dans l'environnement Simulink.....	29
Figure 2.14 : réponses en vitesse dans l'environnement Simulink	30
Figure 2.15 : réponses en couple dans les environnement Matlab et EMTP	31
Figure 2.16 : réponses en vitesse dans les environnement Matlab et EMTP	32
Figure 2.17 : représentation dans l'espace de Park sous EMTP	33
Figure 2.18 : : représentation dans l'espace de Park sous Matlab	34
Figure 2.19 : circuit utilisé pour l'injection de la source rotorique.....	35
Figure 2.20 : réponses de P_s et Q_s à un échelon sur la tension d'axe q au rotor	35
Figure 2.21 : réponse du glissement à un échelon sur la tension rotorique d'axe q.....	36
Figure 2.22 : réponses de P_s et Q_s à un échelon sur la tension d'axe d au rotor	37
Figure 2.23 : réponse du glissement à un échelon sur la tension d'axe d au rotor	38
Figure 2.24 : réponse du glissement à un échelon sur la tension d'axe d au rotor	38
Figure 3.1 : puissance réelle en fonction du couple, pour différentes valeurs de V_{rq}	42
Figure 3.2 : puissance réactive au stator pour différentes valeurs de V_{rq}	43

Figure 3.3 : puissance apparente pour différentes valeurs de V_{rq}	44
Figure 3.4 : rendement pour différentes valeurs de V_{rq}	45
Figure 3.5 : facteur de puissance pour différentes valeurs de V_{rq}	46
Figure 3.6 : glissement pour différentes valeurs de V_{rq}	46
Figure 3.7 : courant rotorique efficace, pour différentes valeurs de V_{rq}	47
Figure 3.8 : puissance active P_S , pour différentes valeurs de V_{rd}	48
Figure 3.9 : puissance réactive Q_S , pour différentes valeurs de V_{rd}	50
Figure 3.10 : puissance apparente S_S , pour différentes valeurs de V_{rd}	50
Figure 3.11 : rendement, pour différentes valeurs de V_{rd}	51
Figure 3.12 : facteur de puissance, pour différentes valeurs de V_{rd}	52
Figure 3.13 : glissement, pour différentes valeurs de V_{rd}	53
Figure 3.14 : courant rotorique efficace, pour différentes valeurs de V_{rd}	53
Figure 3.15: puissance réelle au stator en fonction de V_{rq} , pour différents couples de charge	56
Figure 3.16: puissance réactive au stator en fonction de V_{rq} , pour différents couples ..	56
Figure 3.17: valeur absolue de Q_S au stator en fonction de V_{rq} , pour différents couples	57
Figure 3.18: puissance apparente au stator en fonction de V_{rq} , pour différents couples	57
Figure 3.19: rendement en fonction de V_{rq} , pour différents couples	58
Figure 3.20: facteur de puissance en fonction de V_{rq} , pour différents couples.....	59
Figure 3.21: facteur de puissance pour $V_{rq} = - 6.5$ V, pour différentes charges	60
Figure 3.22: glissement en fonction de V_{rq} , pour différents couples	61
Figure 3.23: courant efficace rotorique en fonction de V_{rq} , pour différents couples.....	61
Figure 3.24 : comparaison de la puissance P_S au réglage $Q_S = 0$ Var.....	64
Figure 3.25 : différence ΔP_S	65
Figure 3.26: comparaison de la puissance Q_S au réglage $Q_S = 0$ Var	65
Figure 3.27: réponse de la puissance S_S au réglage $Q_S = 0$ Var	66
Figure 3.28 : réponse de la puissance P_R au réglage $Q_S = 0$ Var	67
Figure 3.29 : réponse de la puissance Q_R au réglage $Q_S = 0$ VAR.....	68
Figure 3.30 : réponse de la puissance S_R au réglage $Q_S = 0$ Var	69
Figure 3.31 : réponse du rendement au réglage $Q_S = 0$ Var.....	69

Figure 3.32 : réponse du facteur de puissance au réglage $Q_S = 0$ Var.....	70
Figure 3.33 : réponse du glissement au réglage $Q_S = 0$ VAR.....	71
Figure 3.34 : réponse du courant rotorique au réglage $Q_S = 0$ VAR.....	72
Figure 3.35 : lieu de réglage de V_{rq}	72
Figure 3.36 : puissance réactive lors du réglage du glissement.....	74
Figure 3.37 : puissance réelle lors du réglage du glissement.....	75
Figure 3.38 : puissance apparente S_S lors du réglage du glissement.....	75
Figure 3.39 : puissance réelle au rotor lors du réglage du glissement.....	76
Figure 3.40 : puissance réactive Q_R lors du réglage du glissement.....	77
Figure 3.41 : puissance apparente S_R lors du réglage du glissement.....	78
Figure 3.42 : glissement régulé.....	79
Figure 3.43 : rendement lors du réglage du glissement.....	80
Figure 3.44 : courant rotorique efficace lors du réglage du glissement.....	80
Figure 3.45 : lieu de réglage de V_{rd} pour F.P = 1 et s contrôlé.....	81
Figure 4.1 : circuit pour les essais synchrones.....	85
Figure 4.2 : comportement réactif en mode synchrone (puissance réactive au stator).....	86
Figure 4.3 : comportement réactif en mode synchrone (courant efficace au stator).....	87
Figure 4.4 : bloc pour la transformation de Park inverse.....	88
Figure 4.5 : circuit utilisé pour les simulations en mode asynchrone.....	89
Figure 4.6 : sonde puissance triphasée modifiée.....	89
Figure 4.7 : sous-circuit de la sonde de puissance modifiée.....	91
Figure 4.8 : effet d'un échelon de 40 V sur V_{D1} sur les puissances électriques au stator.....	92
Figure 4.9 : agrandissement de la réponse de Q_S à un échelon de 40 V sur V_{D1}	92
Figure 4.10 : réponse du courant i_{Q1} à un échelon de 40 V sur V_{D1}	93
Figure 4.11 : réponse du courant i_{D1} à un échelon de 40 V sur V_{D1}	94
Figure 4.12 : réponse du glissement à un échelon de 40 V sur V_{D1}	94
Figure 4.13 : puissances électriques au stator après un échelon de 43 V de V_{Q1}	96
Figure 4.14 : réponse transitoire de la puissance P_S à un échelon de 43 V de V_{Q1}	96
Figure 4.15 : réponse du glissement à une échelon de 43 V sur V_{Q1}	97
Figure 4.16 : évolution de la puissance réactive au stator en fonction de V_{Q1}	99
Figure 4.17 : évolution de la puissance réelle au stator en fonction de V_{Q1}	99

Figure 4.18 : évolution de la puissance apparente au stator en fonction de V_{Q1}	100
Figure 4.19 : évolution du facteur de puissance en fonction de V_{Q1}	101
Figure 4.20 : évolution glissement en fonction de V_{Q1}	102
Figure 4.21 : puissance réactive lors du réglage à facteur de puissance unitaire	103
Figure 4.22 : puissance réelle lors du réglage à facteur de puissance unitaire.....	104
Figure 4.23 : puissance S_S lors du réglage à facteur de puissance unitaire	105
Figure 4.24 : puissance P_R lors du réglage à facteur de puissance unitaire	105
Figure 4.25 : puissance Q_R lors du réglage à facteur de puissance unitaire	106
Figure 4.26 : puissance S_R lors du réglage à facteur de puissance unitaire	107
Figure 4.27 : rendement lors du réglage à facteur de puissance unitaire	108
Figure 4.28 : facteur de puissance lors du réglage à facteur de puissance unitaire....	109
Figure 4.29 : glissement lors du réglage à facteur de puissance unitaire	109
Figure 4.30 : courant efficace au rotor lors du réglage à F.P = 1.....	110
Figure 4.31 : lieu de réglage de V_{Q1}	111
Figure 4.32 : circuit test pour la sensibilité du réglage à l'impédance du réseau	113
Figure 4.33 : puissance réelle absorbée par le moteur, avec et sans impédance du réseau	114
Figure 4.34 : comparaison de la puissance réactive absorbée par le moteur, avec et sans impédance du réseau.....	114
Figure 4.35 : comparaison de la puissance réelle absorbée par le moteur, avec et sans impédance du réseau, en mode générateur.....	115
Figure 4.36 : comparaison de la puissance réactive absorbée par le moteur, avec et sans impédance du réseau, en mode générateur	116
Figure 4.37 : puissances électriques du côté 69 kV	116
Figure A.1 : schéma bloc du modèle de machine [18].....	128
Figure B.1 : transformateur à 2 enroulements.....	130
Figure D.1: bilan énergétique en mode moteur, à glissement non contrôlé ($V_{D1} = 0$ V)	133
Figure D.2: bilan énergétique en mode moteur, avec $s = 2.s_{RCC}$	133

LISTE DES NOTATIONS ET SYMBOLES UTILISÉS

P_S : puissance réelle absorbée / délivrée au stator (W)

Q_S : puissance réactive absorbée / délivrée au stator (VARs)

S_S : puissance apparente absorbée / délivrée au stator (VA)

P_R : puissance réelle absorbée / délivrée au rotor (W)

Q_R : puissance réactive absorbée / délivrée au rotor (VARs)

S_R : puissance apparente absorbée / délivrée au rotor (VA)

P_M : puissance mécanique disponible à l'arbre (W)

η : rendement du moteur

s : glissement du moteur

ω_s : pulsation électrique d'alimentation (rd.s⁻¹)

p : nombre de paires de pôles de la machine

$\Omega_s = \frac{\omega_s}{p}$: vitesse de rotation synchrone du champ tournant (rd.s⁻¹)

Ω_M : vitesse mécanique du moteur (rd.s⁻¹)

ω_R : pulsation électrique des courants et tensions rotoriques (rd.s⁻¹)

J : moment d'inertie du moteur (kg.m²)

β : coefficient de frottement visqueux (N.m.s)

C_{EM} : couple électromagnétique du moteur (N.m)

C_R : couple de charge mécanique appliqué au moteur (N.m)

I_{SEFF} : courant efficace au stator (A)

I_{REFF} : courant efficace au rotor (A)

V_{DC} : tension continue injectée au rotor (V)

V_{sd} : tension d'axe d du stator (V)

V_{sq} : tension d'axe q du stator (V)

V_{rd} : tension d'axe d du rotor dans le modèle Simulink (V)

V_{rq} : tension d'axe q du rotor dans le modèle Simulink (V)

ϕ_{sd} : flux statorique d'axe d (Wb)

ϕ_{sq} : flux statorique d'axe q (Wb)

ϕ_{rd} : flux rotorique d'axe d (Wb)

ϕ_{rq} : flux rotorique d'axe q (Wb)

V_{D1} : tension d'axe d du rotor dans le modèle EMTP (V)

V_{Q1} : tension d'axe q du rotor dans le modèle EMTP (V)

i_{rd} : courant rotorique d'axe d dans le modèle Matlab (A)

i_{rq} : courant rotorique d'axe q dans le modèle Matlab (A)

i_{D1} : courant rotorique d'axe d dans le modèle EMTP (A)

i_{Q1} : courant rotorique d'axe q dans le modèle EMTP (A)

R_S : résistance statorique par phase (Ω)

R_R : résistance rotorique par phase (Ω)

L_S : inductance cyclique au stator (H)

L_R : inductance cyclique au rotor (H)

M : inductance mutuelle cyclique (H)

σ : coefficient de dispersion

τ_R : constante de temps au rotor (s)

L_{ls} : inductance de fuite par phase au stator (modèle EMTP) (H)

L_{lr} : inductance de fuite par phase au rotor (modèle EMTP) (H)

L_{md} : inductance mutuelle d'axe d (modèle EMTP) (H)

L_{mq} : inductance mutuelle d'axe q (modèle EMTP) (H)

Introduction

De nos jours, l'intérêt pour les énergies "renouvelables" est de plus en plus grandissant, et la production d'énergie électrique d'origine éolienne connaît de ce fait un essor considérable partout dans le monde. Dans ce contexte, le moteur asynchrone à rotor bobiné connaît lui aussi un regain d'intérêt, car il est particulièrement bien adapté à la production d'énergie à vitesse variable. Mais son exploitation pose des problèmes, car ce moteur consomme naturellement de l'énergie réactive (ce qui nécessite de la compensation réactive par banques de condensateurs pour utiliser efficacement l'alimentation du réseau) et contrairement à la machine synchrone avec laquelle il suffit de varier le courant inducteur continu au rotor pour varier la puissance réactive, on a besoin d'un contrôleur pour régler la puissance réactive.

Dans ce projet, nous commencerons tout d'abord par étudier les différentes méthodes de réglage existantes dans la littérature. Cette étude permettra de fixer la portée et l'importance du sujet de travail.

Puis nous travaillerons sur un modèle développé lors d'une étude antérieure [18]. Le comportement de ce modèle devra être entièrement validé avant d'entreprendre notre propre investigation, et cette validation se fera avec des essais par simulation, dans les modes d'opération synchrone et asynchrone. Cette étude sera faite avec les logiciels de simulation numérique Matlab / Simulink. Cette partie a également un but pédagogique, puisque l'ensemble des équations de la MAS-RB sera détaillé et un modèle analytique basé sur ces équations sera construit et comparé au modèle [18]. Celui-ci sera également comparé à celui existant sous EMTP (qui est un modèle reconnu et utilisé dans l'industrie). Ce modèle [18] sera ainsi complètement validé servira plus tard dans un contexte académique, à travers une séance de laboratoire.

Par la suite, toujours en utilisant Matlab / Simulink, nous étudierons la possibilité de faire un réglage de la puissance réactive en utilisant uniquement les tensions rotoriques. Une étude complète sera effectuée sur les tensions rotoriques dans le

référentiel de Park, pour plusieurs niveaux de charge. Cette étude permettra de connaître l'influence des tensions au rotor sur l'ensemble des grandeurs caractéristiques de la MAS-RB, qui sont les puissances électriques au stator et au rotor, le rendement, le glissement, le facteur de puissance et le courant efficace au rotor. Cette étude exhaustive permettra d'établir un bilan énergétique au stator et au rotor. À partir de là, une plage de réglage réaliste tenant compte des limitations physiques de la machine sera dégagée.

La prochaine étape sera de faire opérer la machine à facteur de puissance unitaire, et on analysera l'effet de ce réglage sur les puissances électriques au rotor, dans le but d'avoir une première notion du dimensionnement d'un convertisseur. Le réglage du glissement sera également étudié.

Enfin, afin de valider le réglage obtenu, nous tenterons de l'appliquer à une machine de grande puissance, dans un environnement différent. Nous travaillerons avec EMTP [1], qui est plus orienté réseaux que Matlab.

Chapitre 1 : Étude bibliographique

L'exploitation des énergies renouvelables est en plein essor depuis quelques années partout à travers le monde, que ce soit l'énergie marémotrice, ou l'énergie éolienne. De par son caractère pseudo aléatoire, l'énergie éolienne pose beaucoup de défis afin d'avoir une production de puissance électrique constante, et un facteur de puissance aussi proche de l'unité que possible. Deux approches sont possibles : un entraînement à vitesse constante et un entraînement à vitesse variable. P. Ledesma et J. Usaola, comparent l'incidence dynamique sur le réseau des deux types d'éoliennes [2]. Ils en concluent qu'un entraînement à vitesse fixe est peu souhaitable, car le comportement dynamique en cas de défaut est potentiellement dangereux. Partout dans le monde, des études sont menées afin de créer une "carte des vents" afin de déterminer les endroits où il est possible d'installer un parc de production éolien. En particulier au Québec, les données recueillies dans chaque région sur la vitesse du vent, en fonction de la hauteur et des heures de la journée, ont permis de diviser la province en sept régions distinctes, à chaque région étant associées une probabilité de vitesse du vent et une densité de puissance mécanique du vent [3]. Ainsi en Gaspésie, un parc de production d'environ 500 MW est déjà opérationnel, et un autre d'une capacité de 1000 MW est en cours d'installation. Le raccordement d'un tel parc au réseau existant pose plusieurs problèmes. H. Amaris, C. Vilar, J. Usaola et J.L Rodriguez ont effectué un travail de modélisation précis des phénomènes mécaniques entrant en jeu dans la puissance transmise au rotor du moteur d'une éolienne [4]. Ils ont pu ainsi conclure que le couple électromagnétique du moteur n'était pas constant mais périodique à cause de l'effet d'ombre de la tour. La conséquence majeure de ce couple non constant est la présence d'oscillations de tensions au point de raccordement parc éolien / réseau, oscillations d'autant plus importantes que le réseau en question est faible. De plus l'utilisation de machines asynchrones (MAS) comme générateur entraîne une dégradation du facteur de puissance, à cause de la nécessité de fournir de la puissance réactive à la machine. Il existe deux optiques de régulation du facteur de puissance d'un parc éolien :

- Soit la compensation réactive est faite de manière globale avant le point de raccordement ou *PCC (Point of Common Coupling)*. Cette technique a cependant le désavantage de ne pas tenir compte de chaque éolienne.
- Soit la compensation est faite éolienne par éolienne, en utilisant un montage dit de Scherbius.

De plus en plus, l'utilisation de montages à vitesse variable mais à fréquence d'opération fixe est nécessaire. Dans cette optique, la machine asynchrone à rotor bobiné (couplée à un réducteur) est de plus en plus utilisée, car l'accès au rotor permet un réglage de puissance réactive par le montage de type Scherbius. Celui-ci consiste en un convertisseur de puissance lié au rotor et au réseau, de fait que son dimensionnement ne dépend que d'une faible partie de la puissance électrique totale (énergie de glissement). Grâce aux évolutions technologiques dans le domaine de l'électronique de puissance, et en particulier le développement des transistors IGBT (*Insulated Grid Bipolar Transistor*) associés à la technique de Modulation de Largeur d'Impulsion (*MLI*, ou *PWM* pour *Pulse Width Modulation*), on peut avoir un convertisseur quatre quadrants opérant avec un facteur de puissance unitaire, et avec très peu de distorsion harmonique. C.R Kelber, W. Schumacher ont comparé dans leur travail les différentes solutions adoptées jusqu'ici [5]. Le dimensionnement du convertisseur dépend de plusieurs paramètres :

- la variation de vitesse considérée (autour de la vitesse de synchronisme),
- la valeur absolue de puissance réactive générée ou consommée au rotor,
- les caractéristiques de la machine.

L'avantage de cette configuration réside dans le coût peu élevé du convertisseur, puisque celui-ci n'est dimensionné que pour environ 20 % de la puissance électrique totale. En outre, le montage permet un contrôle découplé puissance active / puissance réactive, pour avoir un facteur de puissance unitaire.

Les objectifs principaux du système de commande sont les suivants :

- Obtenir un facteur de puissance unitaire côté stator,

- Obtenir une puissance active et une tension constante côté stator, ce malgré les oscillations de couple dues au comportement mécanique de l'éolienne.

Pour avoir un contrôle découplé, on doit utiliser un modèle mathématique différent du modèle réel. Le principe est de passer du référentiel des phases abc à un référentiel d-q-o dans lequel la machine asynchrone à rotor bobiné se comporterait comme une machine à courant continu. La transformation de Park est utilisée dans ce but. Le modèle mathématique a été décrit avec précision par W. Leonhard [6]. Les équations de la machine dans le nouveau référentiel, en prenant l'axe d codirectionnel au flux magnétisant, permettent le contrôle de la puissance active et de la puissance réactive via les courants rotoriques i_{rq} et i_{rd} respectivement. Mais le choix du nouveau référentiel d-q-o dépend fortement de la stratégie de commande.

Une fois le modèle de machine connu, j'ai pu dans un second temps faire des recherches sur les méthodes de contrôle de puissance réactive sur une machine asynchrone à rotor bobiné. Il existe différentes approches, mais quasiment toutes se basent sur le principe du "Static Scherbius Drive".

L'étude de S. Müller, M. Deicke et R. W. De Doncker [7] fait une comparaison détaillée des entraînements à vitesse fixe et à vitesse variable. Les conclusions de cette étude rejoignent celles de [2] : l'entraînement à vitesse variable permet d'absorber les turbulences du vent car l'inertie mécanique de la turbine stocke de l'énergie cinétique. Les pics de couples sont alors réduits, ainsi que les oscillations de tension. Le rendement de la machine est également amélioré. Le contrôleur prend comme référentiel d-q-o un référentiel lié à la tension statorique, on parle ici de commande vectorielle. Les courants rotoriques et statoriques sont mesurés puis transformés pour calculer les commandes des tensions V_{rd} et V_{rq} , qui servent à réguler les puissances actives et réactives P et Q. Les résultats montrent bien une commande découplée.

B. Marinescu propose une approche basée sur l'espace d'état pour le contrôleur de la machine [8], celle-ci étant supposée être raccordée à un réseau infini via une réactance équivalente. Son modèle va prendre en compte les interactions entre la dynamique de

la vitesse ω et la puissance réactive Q de la machine. La construction d'un modèle d'état (avec boucle de retour linéaire) nécessite l'initialisation des variables à partir des valeurs de référence de P , Q et ω . Sa méthode offre un contrôle coordonné de Q et ω , et une certaine robustesse vis-à-vis des incertitudes sur les paramètres de la machine et du réseau connecté.

Un contrôle est également possible sans connaître la position exacte de l'arbre du moteur, donc sans mesurer directement sa vitesse. C'est l'approche suivie par Longya X. et W. Chang dans leurs travaux [9]. Basée sur le convertisseur bidirectionnel à IGBT, la méthode utilise les grandeurs rotoriques (tensions et courants) pour estimer l'angle de couple, qui est en fait l'angle entre le vecteur flux dans l'entrefer et le vecteur des courants rotoriques (associés au couple électromagnétique), vus dans le référentiel de synchronisme lié au flux dans l'entrefer. Cette approche utilise le fait que cet angle est indépendant du référentiel dans lequel il est calculé. À partir de cet angle, la vitesse du rotor peut être estimée et comparée à la vitesse de référence. La puissance apparente totale est calculée, elle correspond aussi à la puissance réelle puisque la consigne de puissance réactive est nulle. Le contrôle atteint les objectifs, c'est-à-dire un contrôle découplé P / Q . Les limites de ce type de contrôle sont atteintes lorsque la vitesse du rotor devient très faible.

Il peut également être intéressant d'obtenir une commande robuste, c'est-à-dire peu sensible aux incertitudes sur les paramètres de la machine. C'est l'approche qu'ont privilégiée S. Peresada, A. Tilli et A. Tonielli dans leurs travaux [10]. Encore une fois basée sur le schéma structurel classique de Scherbius, la commande a pour but de réguler le couple et le flux dans l'entrefer de la machine, via les courants rotoriques i_{2u} et i_{2v} respectivement, dans un référentiel lié au vecteur des tensions statoriques. La commande permet d'obtenir un facteur de puissance unitaire au stator, et des perturbations transitoires très faibles si une erreur se présente dans les paramètres de la machine. Les mêmes auteurs ont développé une méthode utilisant la mesure de la vitesse, avec deux sous-systèmes couplés : le flux statorique et la vitesse du moteur [11]. Les résultats montrent que le comportement de la boucle de flux est stable indépendamment de la vitesse. La vitesse est elle aussi très bien régulée

indépendamment des erreurs de flux, et on obtient bien un facteur de puissance unitaire.

Toutes ces approches utilisent la structure avec le convertisseur bidirectionnel entre la sortie du rotor et l'entrée du stator, ainsi qu'une approche vectorielle pour la commande. Cette structure apparaît à la Figure 1.1. Le convertisseur côté stator commande les puissances active et réactive (ou le couple et le flux), tandis que le convertisseur côté réseau régule la tension continue et agit comme une interface avec le réseau, imposant le facteur de puissance unitaire dans les deux directions du flux de puissance.

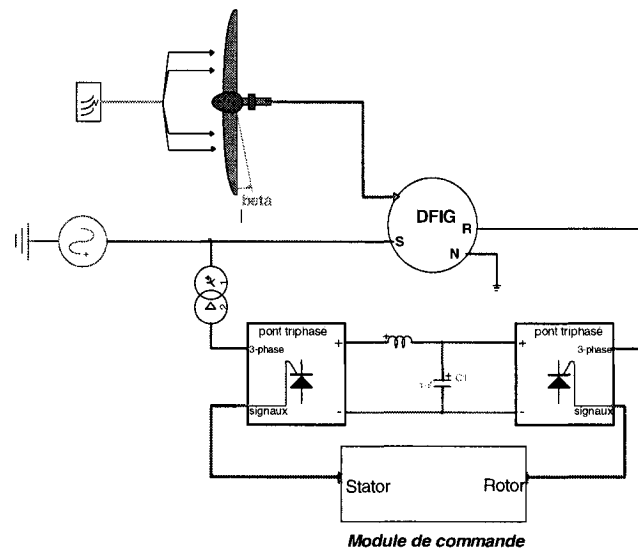


Figure 1.1 : schéma générique pour le contrôle de Q_s

Il existe également d'autres types de commandes, faisant appel à d'autres techniques. En particulier, L. Xu, F. Wang, C. Lin et J. Zhu ont créé un convertisseur multifonctionnel regroupant un hacheur, un redresseur et un onduleur [12]. Le passage d'un mode à l'autre (ou l'utilisation combinée des modes) dépend du mode d'opération, (démarrage, fonctionnement en vitesse hypo/hyper synchrone, fonctionnement en vitesse synchrone) et se fait par des interrupteurs. Le principal avantage de la structure réside dans son coût sensiblement moins élevé qu'un convertisseur bidirectionnel

classique. Le contrôle est piloté par ordinateur. Le facteur de puissance peut être contrôlé via les tensions rotoriques.

Des commandes existent également, qui utilisent les tout nouveaux convertisseurs de type matriciel. C'est le travail effectué par L. Zhang, C. Watthanasarn et W. Shepherd [13]. Le convertisseur bidirectionnel est remplacé par un unique convertisseur AC/AC, à trois entrées et trois sorties qui sont les enroulements statoriques et rotoriques. Les fonctionnements sous- et sub-synchrones sont possibles. Le contrôle des puissances actives et réactives se fait via les courants rotoriques i_{rq} et i_{rd} respectivement. Là encore l'opération de l'éolienne à facteur de puissance unitaire est bien réalisée.

G. Joès et C. Abbey ont, quant à eux, travaillé à partir du circuit équivalent du moteur asynchrone en régime permanent. Ils se sont intéressés au problème d'optimisation permettant d'avoir la meilleure compensation réactive possible, tout en abaissant au minimum la puissance requise pour le convertisseur [14]. Ils en ont conclu que la grande majorité de la puissance réactive fournie à la machine provient du convertisseur placé côté rotor, mais qu'une petite partie devait provenir du convertisseur côté stator afin de minimiser les puissances requises. Les algorithmes de contrôle proposés à partir du circuit équivalent permettent d'atteindre l'objectif d'un facteur de puissance unitaire côté stator.

Il existe aussi une nouvelle voie [15] [16] explorée ces dernières années, qui assure un contrôle direct des puissances active et réactive au stator (ou *DPC, Direct Power Control*). Cette méthode semble très robuste car elle n'utilise que les mesures de courants et tensions réels pour calculer les puissances électriques au stator. Elle est indépendante des paramètres de la machine et ne nécessite pas de capteur de position du rotor. Son principe est de détecter l'évolution, dans l'espace des phaseurs divisé en secteurs, du vecteur de flux rotorique (sens de rotation et amplitude) et de synthétiser des tensions appropriées au rotor afin de régler la puissance active et la puissance réactive.

Mentionnons enfin un contrôle vectoriel de la machine asynchrone à rotor bobiné par un algorithme faisant appel à la logique floue (*fuzzy logic*) [17], mis au point par Y. Fang et L. Xu. Là encore le système comporte un convertisseur bidirectionnel entre le rotor et le stator. Le contrôle vectoriel se fait dans le référentiel d-q lié au flux statorique, i.e $\lambda_{qs} = 0$. La puissance réactive Q vue du stator est contrôlée par le courant rotorique i_{rd} , et la puissance active P par le courant i_{rq} . Le contrôle de P et Q est donc découplé. La réponse du système s'avère stable, précise et rapide.

Il existe donc plusieurs approches possibles pour le contrôle découplé des puissances actives et réactives d'une machine asynchrone à rotor bobiné, la plupart se basant sur le "Static Scherbius Drive". Cependant, la machine à rotor bobiné offre un accès au rotor, et on pourrait envisager de concevoir un contrôleur sans aucun lien avec le stator, donc complètement intégré au rotor. A. Benzine, dans son travail de maîtrise [18], a commencé à étudier la possibilité de faire un réglage P-Q de la MAS à rotor bobiné uniquement à partir des grandeurs rotoriques.

Le but de ce travail sera donc de concevoir une commande avec un convertisseur uniquement lié au rotor (Figure 1.2), et sans aucun lien avec le réseau externe. Ce travail nécessite donc de connaître avec précision les échanges de puissance mis en jeu, afin de trouver un moyen de stocker puis retourner l'énergie de glissement, tout en fonctionnant à facteur de puissance unitaire.

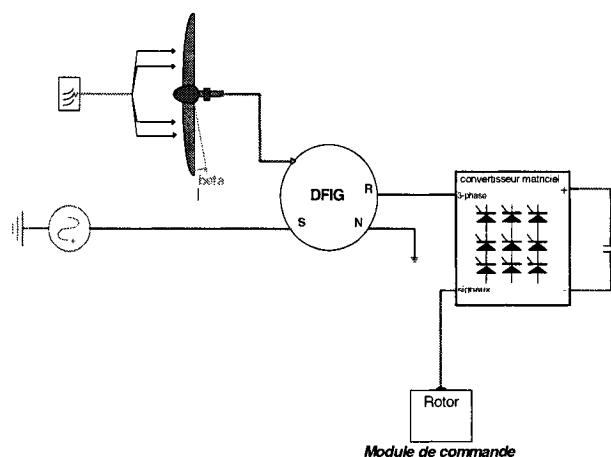


Figure 1.2 : schéma proposé d'implantation

Chapitre 2 : Étude du modèle de machine de la MAS-RB

Dans ce Chapitre, nous allons nous intéresser aux équations de la machine asynchrone à rotor bobiné. Un modèle complet sera développé à partir de ces équations et comparé à des modèles déjà existants. Le but est ici académique, puisqu'on va disposer de l'intégralité des équations de la machine. Les autres modèles utilisés pour la comparaison seront au nombre de trois : le modèle de machine existant dans la *toolbox* "SimPowerSystems" de Simulink, un modèle de machine développé sous Simulink dans une précédente étude [18], et le modèle de machine asynchrone existant dans le logiciel EMTP-RV. Le modèle [18] est détaillé en Annexe A.

Dans toute cette étude, on adopte les hypothèses de travail suivantes :

- Le référentiel adopté pour la transformation de Park est le référentiel synchrone lié au champ tournant,
- Le phénomène de saturation magnétique est négligé,
- La source rotorique est supposée entièrement contrôlable, et tous les essais se font en boucle ouverte,
- Enfin, la source de tension triphasée balancée au stator est modélisée par un signal cosinusoidal.

Cette dernière hypothèse est très importante, car si la source de tension est modélisée par un signal sinusoïdal, on s'expose à des problèmes d'intégration numérique. On choisit donc une source cosinusoidale afin d'éliminer le résidu provenant des constantes d'intégration. En outre, ceci a une influence très importante sur la modélisation dans le domaine de Park, puisque qu'on observe une "inversion" des tensions au stator V_{sd} et V_{sq} synthétisées. Ceci peut entraîner des résultats faussés.

Enfin, ce Chapitre permet de valider entièrement le comportement d'un modèle qui sera utilisé dans la suite de l'étude et également à des fins académiques, dans le cadre

d'une séance de laboratoire. Les simulations utilisent les logiciels Matlab / Simulink 7.1 et EMTP 2.0.2.

2.1 Équations de la machine

On s'appuie ici sur les travaux [15] et [19]. Reprenons les équations générales de Park de la machine asynchrone (référentiel d-q) :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_S i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \left(\frac{d\theta_s}{dt}\right)\phi_{sq} \\ V_{sq} = R_S i_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \left(\frac{d\theta_s}{dt}\right)\phi_{sd} \\ V_{rd} = R_R i_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - \left(\frac{d\theta_r}{dt}\right)\phi_{rq} \\ V_{rq} = R_R i_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} + \left(\frac{d\theta_r}{dt}\right)\phi_{rd} \end{cases} \quad (2.1)$$

La matrice des flux statoriques et rotoriques est (équations 2.2) :

$$\begin{pmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \\ \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_S & 0 & M & 0 \\ 0 & L_S & 0 & M \\ M & 0 & L_R & 0 \\ 0 & M & 0 & L_R \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{pmatrix} \quad (2.2)$$

Avec L_S l'inductance totale statorique, L_R l'inductance totale rotorique, et M l'inductance mutuelle. On pose également ω_s la vitesse de rotation du référentiel d-q dans le repère statorique, et ω_r la vitesse de rotation du référentiel d-q dans le repère rotorique (équations 2.3) :

$$\begin{cases} \omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} \\ \omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} \end{cases} \quad (2.3)$$

La combinaison des équations (2.1), (2.2) et (2.3) aboutit à l'équation matricielle liant tensions et courants (équations 2.4), avec "s" l'opérateur dérivée dans l'espace de Laplace :

$$\begin{pmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{rd} \\ V_{rq} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_S + s.L_S & -\omega_S.L_S & s.M & -\omega_S.M \\ \omega_S.L_S & R_S + s.L_S & \omega_S.M & s.M \\ s.M & -\omega_R.M & R_R + s.L_R & -\omega_R.L_R \\ \omega_R.M & s.M & \omega_R.L_R & R_R + s.L_R \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{pmatrix} \quad (2.4)$$

Dans le cas de la machine asynchrone avec rotor à cage, les termes V_{rd} et V_{rq} sont nuls, ce qui permet une simplification et une représentations à quatre paramètres. Dans le cas de la MAS à rotor bobiné, cette simplification n'est plus possible; cependant, il est possible d'arriver à une représentation à nombre limité de paramètres par des changements de variables appropriés. Posons tout d'abord :

$$\begin{cases} i'_{rd} = \frac{L_R}{M} i_{rd} \\ i'_{rq} = \frac{L_R}{M} i_{rq} \end{cases} \quad (2.5)$$

Les équations (2.4) deviennent alors :

$$\begin{pmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{rd} \\ V_{rq} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_S + s.L_S & -\omega_S.L_S & s.M.\left(\frac{M}{L_R}\right) & -\omega_S.M.\left(\frac{M}{L_R}\right) \\ \omega_S.L_S & R_S + s.L_S & \omega_S.M.\left(\frac{M}{L_R}\right) & s.M.\left(\frac{M}{L_R}\right) \\ s.M & -\omega_R.M & (R_R + s.L_R).\left(\frac{M}{L_R}\right) & -\omega_R.L_R.\left(\frac{M}{L_R}\right) \\ \omega_R.M & s.M & \omega_R.L_R.\left(\frac{M}{L_R}\right) & (R_R + s.L_R).\left(\frac{M}{L_R}\right) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i'_{rd} \\ i'_{rq} \end{pmatrix} \quad (2.6)$$

On pose les expressions suivantes :

$$\begin{cases} \tau_R = \frac{L_R}{R_R} \\ \sigma = 1 - \frac{M^2}{L_S \cdot L_R} \end{cases} \quad (\text{équations 2.7})$$

Avec τ_R la constante de temps rotorique (en seconde), et σ le coefficient de dispersion (sans unité). Si on observe les deux premières lignes des équations (2.6), et en utilisant (2.7), on peut remplacer $\frac{M^2}{L_R}$ par $(1-\sigma) \cdot L_S$. Et en utilisant τ_R , on peut également simplifier les deux dernières lignes de (2.6). On remarque alors qu'on peut les réécrire avec les quatre paramètres caractéristiques R_S, L_S, τ_R, σ , mais il y a alors un facteur M (équations 2.8) :

$$\begin{pmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{rd} \\ V_{rq} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_S + s \cdot L_S & -\omega_S \cdot L_S & s \cdot (1-\sigma) \cdot L_S & -\omega_S \cdot (1-\sigma) \cdot L_S \\ \omega_S \cdot L_S & R_S + s \cdot L_S & \omega_S \cdot (1-\sigma) \cdot L_S & s \cdot (1-\sigma) \cdot L_S \\ s \cdot M & -\omega_R \cdot M & M \cdot \left(\frac{1}{\tau_R} + s\right) & -\omega_R \cdot M \\ \omega_R \cdot M & s \cdot M & \omega_R \cdot M & M \cdot \left(\frac{1}{\tau_R} + s\right) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i'_{rd} \\ i'_{rq} \end{pmatrix} \quad (2.8)$$

En faisant le changement de variables suivant, on peut alors avoir une représentation à quatre paramètres, comme dans le cas de la machine à cage (équations 2.9)

$$\begin{cases} V'_{rd} = \frac{V_{rd}}{M} \\ V'_{rq} = \frac{V_{rq}}{M} \end{cases} \quad (2.9)$$

On aboutit finalement au système d'équation suivant, avec les quatre paramètres caractéristiques constants de la machine asynchrone, R_S, L_S, τ_R, σ (équations 2.10) :

$$\begin{cases} [V] = R[I] + sL[I] = R[I] + L[\dot{I}] \\ [V] = \begin{bmatrix} V_{sd} & V_{sq} & V'_{rd} & V'_{rq} \end{bmatrix}^T \\ [I] = \begin{bmatrix} i_{sd} & i_{sq} & i'_{rd} & i'_{rq} \end{bmatrix}^T \end{cases}$$

$$R = \begin{pmatrix} R_s & -\omega_s.L_s & 0 & -\omega_s.(1-\sigma).L_s \\ \omega_s.L_s & R_s & \omega_s.(1-\sigma).L_s & 0 \\ 0 & -\omega_R & \frac{1}{\tau_R} & -\omega_R \\ \omega_R & 0 & \omega_R & \frac{1}{\tau_R} \end{pmatrix} \quad (2.10)$$

$$L = \begin{pmatrix} L_s & 0 & (1-\sigma)L_s & 0 \\ 0 & L_s & 0 & (1-\sigma)L_s \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \end{pmatrix}$$

Ainsi, grâce aux changements de variable (2.5), (2.7) et (2.9), on aboutit à un modèle à quatre paramètres constructifs de la MAS, qui relie les tensions et les courants. La dernière étape pour construire un modèle générique consiste à calculer le couple électromagnétique C_{EM} , à partir duquel on peut calculer la vitesse du rotor, grâce à la relation suivante (équation 11) :

$$\Omega_M = \frac{C_{EM} - C_R}{J.s + \beta} \quad (2.11)$$

Avec C_R le couple résistant (Nm), J l'inertie du moteur (kg.m^2), et β le coefficient de frottements visqueux (N.m.s). La vitesse mécanique Ω_M est exprimée en rd.s^{-1} . Sachant que l'on a accès aux courants statoriques et rotoriques, l'expression du couple la plus appropriée est, d'après [19] (équation 2.12) :

$$C_{EM} = p.(1-\sigma).L_s.(i_{sq}.i'_{rd} - i_{sd}.i'_{rq}) \quad (2.12)$$

Enfin, connaissant Ω_M et Ω_s , on peut calculer ω_R par la relation interne suivante (équation 2.13) :

$$\omega_R = \omega_S - p \cdot \Omega_M \quad (2.13)$$

Afin de construire le modèle, on adopte une représentation d'état (équation 2.14) :

$$[j] = (-L^{-1} * R)[I] + L^{-1}[V] = A[I] + B[V] \quad (2.14)$$

Or on a pour L^{-1} l'expression suivante :

$$L^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & \frac{\sigma-1}{\sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & \frac{\sigma-1}{\sigma} \\ -\frac{1}{\sigma L_s} & 0 & \frac{1}{\sigma} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{\sigma L_s} & 0 & \frac{1}{\sigma} \end{bmatrix}$$

Donc les matrices A et B sont :

$$A = \frac{1}{\sigma} \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \omega_s - (1-\sigma)\omega_R & \frac{1-\sigma}{\tau_R} & (1-\sigma)(\omega_s - \omega_R) \\ \omega_s - (1-\sigma)\omega_R & -\frac{R_s}{L_s} & -(1-\sigma)(\omega_s - \omega_R) & \frac{1-\sigma}{\tau_R} \\ \frac{R_s}{L_s} & -(\omega_s - \omega_R) & \frac{1}{\tau_R} & \omega_R - (1-\sigma)\omega_s \\ (\omega_s - \omega_R) & \frac{R_s}{L_s} & -(\omega_R - (1-\sigma)\omega_s) & \frac{1}{\tau_R} \end{bmatrix}$$

$$B = \frac{1}{\sigma} \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 & -(1-\sigma) & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} & 0 & -(1-\sigma) \\ -\frac{1}{L_s} & 0 & 1 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_s} & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

En utilisant (2.14), (2.13), (2.12), (2.11) et (2.9), on peut construire le modèle général de MAS à rotor bobiné, et qui est donné à l'Annexe B. Dans la suite on qualifiera cette

modélisation "d'analytique". Nous allons maintenant comparer le modèle obtenu à trois autres modèles disponibles.

2.2 Calcul des paramètres des modèles de machine

Nous allons travailler avec une machine asynchrone à rotor bobiné de 3 hp. La plaque signalétique de cette machine est donnée au Tableau 2.1. Les paramètres bruts ont été mesurés expérimentalement et sont donnés à l'Annexe B. Les valeurs de base de la machine, calculées à partir de cette plaque, sont également données à l'Annexe B. Tous les résultats seront affichés dans le système *per unit*, avec ces valeurs de base.

Puissance mécanique	3 hp
Vitesse nominale	1725 tr/min
Fréquence	60 Hz
Nombre de pôles	4
Tension nominale (stator)	120 / 208 / 240 (V)
Courant nominal (stator)	17.9 / 10.3 / 8.3 (A)
Tension nominale (rotor)	125 V
Courant nominal (rotor)	11 A

Tableau 2.1 : plaque signalétique de la machine 3 hp

On doit calculer néanmoins les paramètres qui conviennent à chaque type de modèle. En effet, les modèles "asynchronous machine" d'EMTP et de Simulink ont une représentation différente du modèle décrit au 2.1. La Figure 2.1 montre le circuit équivalent en régime permanent dans EMTP (forme en T [20]).

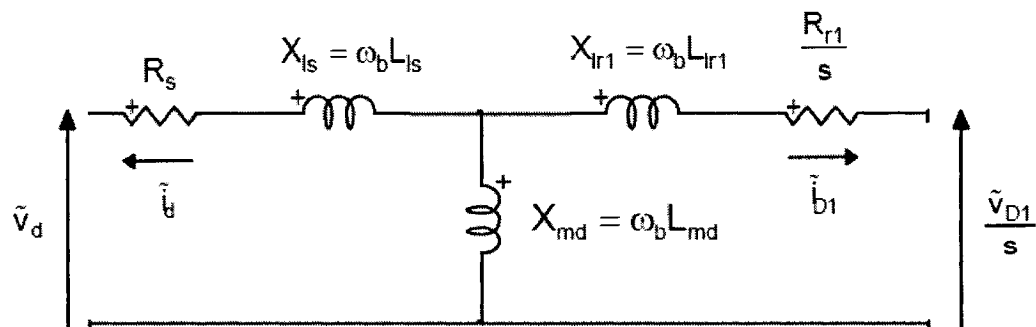


Figure 2.1 : circuit équivalent en régime permanent dans EMTP

On calcule donc les paramètres pour la représentation en T du circuit transitoire, et la conversion au nouveau modèle est faite en se référant à [20]. La Figure 2.2 montre le circuit équivalent du modèle développé au 2.1.

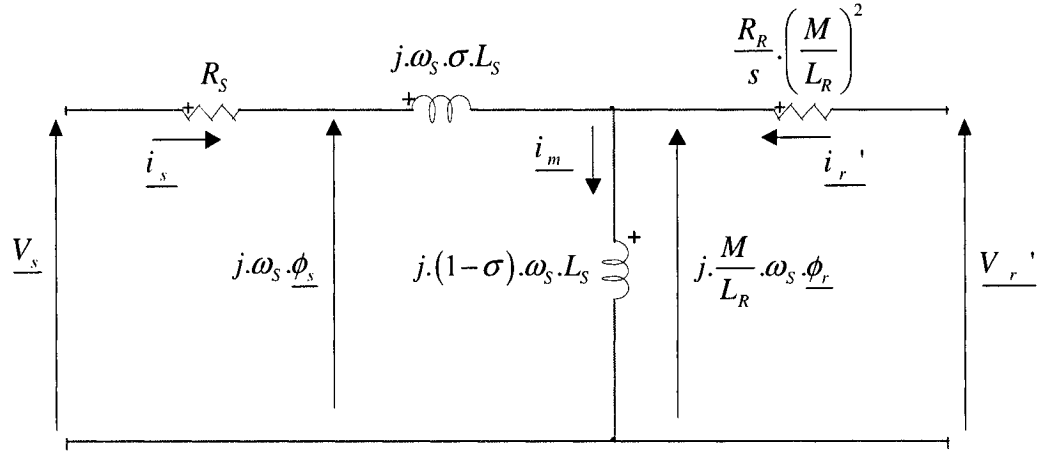


Figure 2.2 : circuit équivalent en régime permanent du modèle analytique

Les paramètres de chaque modèle sont donnés en Annexe B.

2.3 Comparaison avec le modèle [18]

Dans cette section on compare le comportement de deux modèles, celui du modèle analytique et celui développé en [18]. On effectue un démarrage à vide, puis on applique un échelon de couple $C_R = 1$ pu à $t = 2.5$ s. La condition initiale pour la vitesse est $\Omega_{M0} = 0$ rd.s⁻¹, et le glissement est donc initialement égal à un. Le rotor est court-circuité. Les valeurs de base de la machine, calculées à partir de la plaque signalétique, sont données à l'Annexe C. La Figure 2.3 montre la réponse en couple des deux modèles.

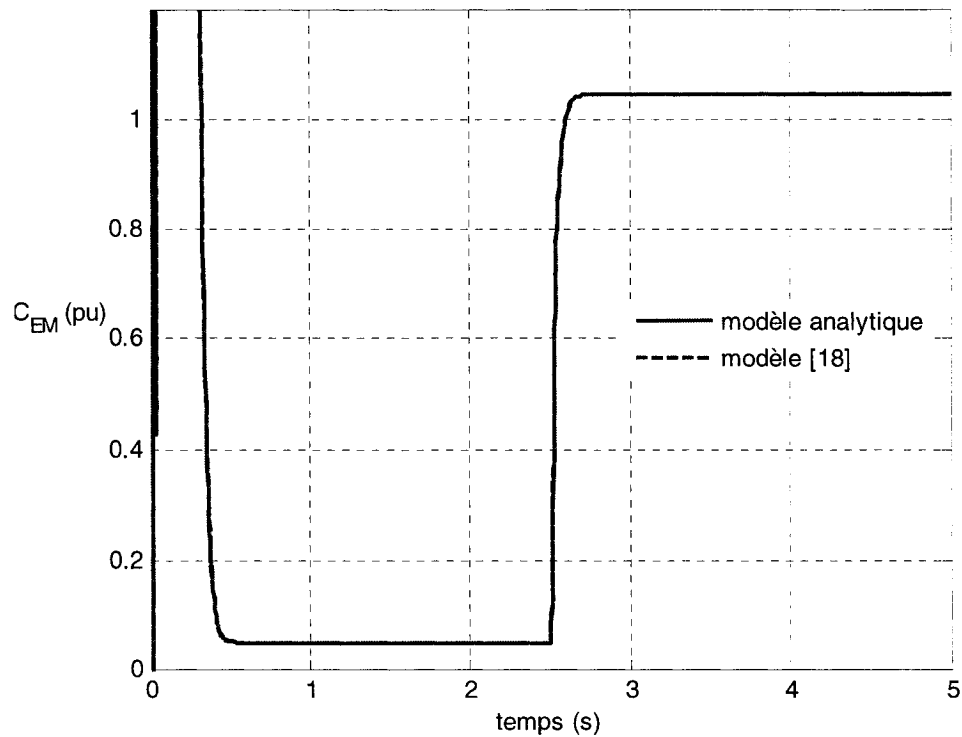


Figure 2.3 : réponses en couple des modèles analytiques et [18]

Les réponses sont parfaitement superposées. La Figure 2.4 montre la réponse en vitesse. Là encore les réponses sont parfaitement superposées.

Les deux modèles sont à peu près équivalents. Celui directement issu des équations détaillées à la section 2.1 possède une représentation en blocs, ayant pour entrées les tensions au stator et au rotor dans le référentiel de Park. Il a ainsi l'avantage de présenter d'un bloc toutes les équations de la machine. Il pourra éventuellement être utilisé à des fins académiques comme modèle d'étude. Pour la suite de l'étude, nous prendrons toutefois le second modèle issu d'un précédent projet, car la vitesse de simulation de ce dernier est légèrement plus élevée.

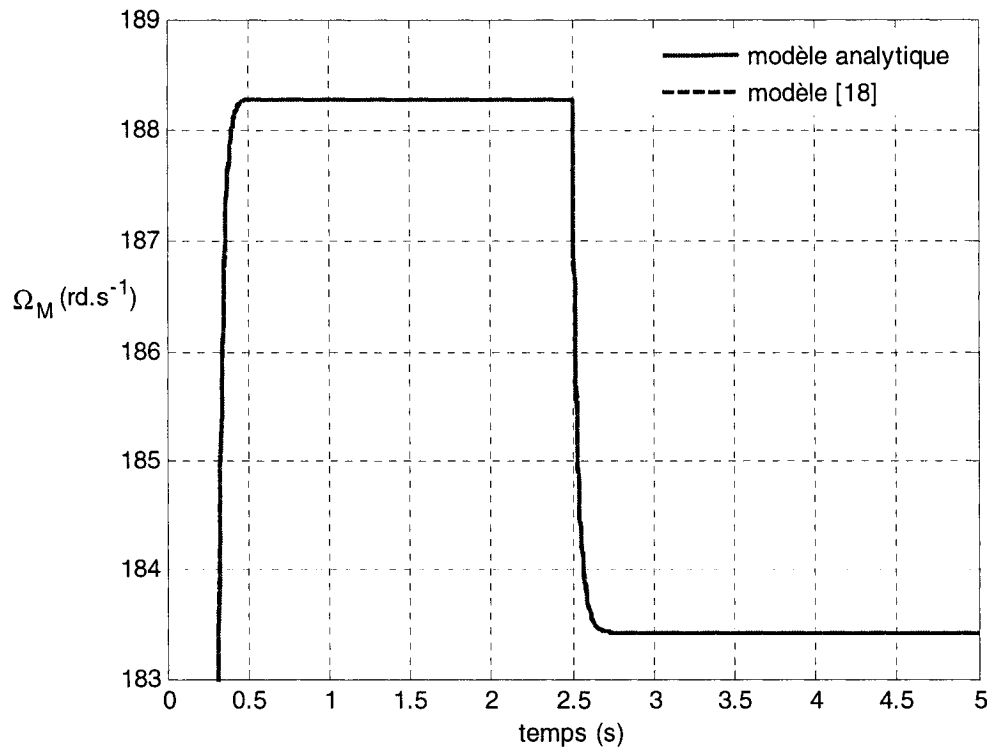


Figure 2.4 : réponses en vitesse des modèles analytiques et [18]

2.4 Fonctionnement à rotor court-circuité

On veut dans cette section, faire plusieurs tests qui serviront par la suite de base de comparaison. Ces tests servent également à vérifier le comportement du modèle par rapport à la plaque signalétique de la machine. Pour plusieurs couples de charge, allant de 0 à 1.25 pu, on court-circuite le rotor et on analyse la réponse de différentes grandeurs, en régime moteur. La Figure 2.5 montre les réponses de la puissance réelle, de la puissance réactive et de la puissance apparente au stator, en fonction du couple de charge appliqué. On remarque que la puissance réelle varie de manière quasi linéaire avec le couple de charge. Il y a deux caractéristiques importantes de la puissance réactive : d'une part, celle-ci est très élevée (au-dessus de $0.8 S_N$), d'autre part elle est quasiment constante entre 0 et 1.25 pu de couple de charge, et varie linéairement au dessus de 0.9 pu de couple de charge. Ce niveau de puissance réactive est normal pour une MAS de petite taille; pour des MAS de grande puissance,

on a généralement $0.3 S_N \leq Q_S \leq 0.5 S_N$. On peut donc supposer qu'un réglage de Q_S sera peu sensible au niveau de charge.

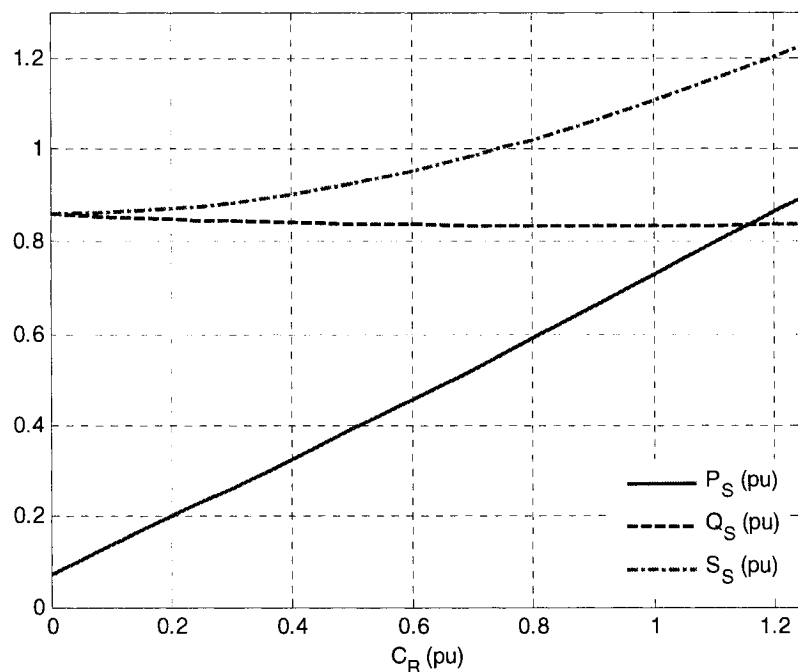


Figure 2.5 : puissances électriques au stator en fonction du couple de charge appliqué

La Figure 2.6 montre le rendement du moteur. Celui-ci est calculé par l'expression suivante :

$$\eta = \frac{P_M}{P_S} = \frac{C_R \cdot \omega_M}{P_S}$$

Pour ce calcul on considère la puissance mécanique disponible à la charge et non pas délivrée par le moteur, ces deux grandeurs étant différentes à cause des pertes par frottements visqueux (coefficient β dans l'équation mécanique). Le rendement augmente avec la charge.

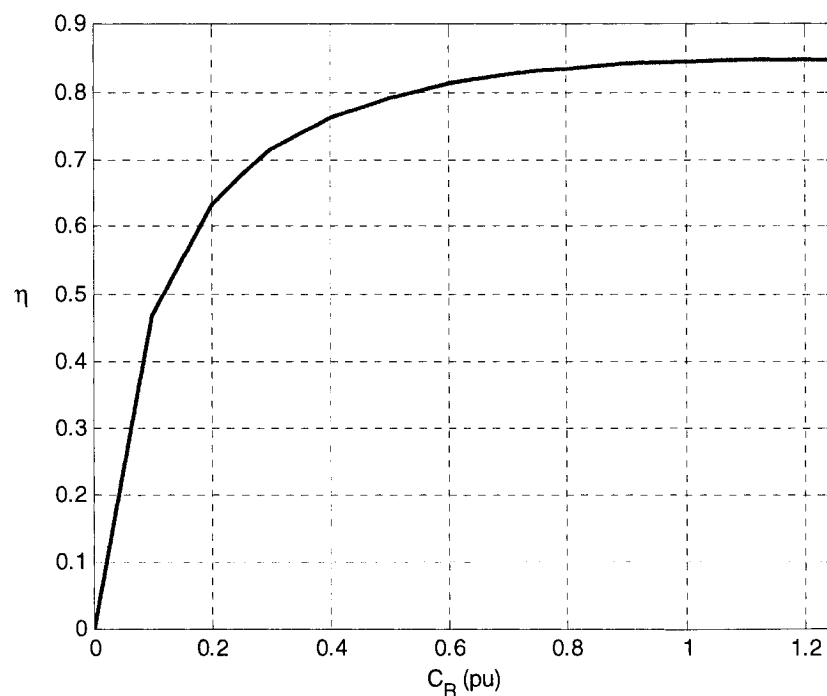


Figure 2.6 : rendement en fonction du couple de charge appliqué

Le glissement (Figure 2.7) et le courant efficace au rotor (Figure 2.8) varient de manière quasi linéaire avec le couple de charge. La valeur à pleine charge du glissement est de 2.68 %, ce qui est plus faible que le glissement nominal de 4.17 % donné par la plaque signalétique :

$$s_N = \frac{1800 - 1725}{1800} = 0.0417$$

Cela s'explique par le fait que les pertes ne sont pas très bien estimées par rapport aux résultats expérimentaux, et que la machine est probablement déclassée..

L'unité de base pour le courant est le courant nominal efficace au stator, donné par la plaque signalétique.

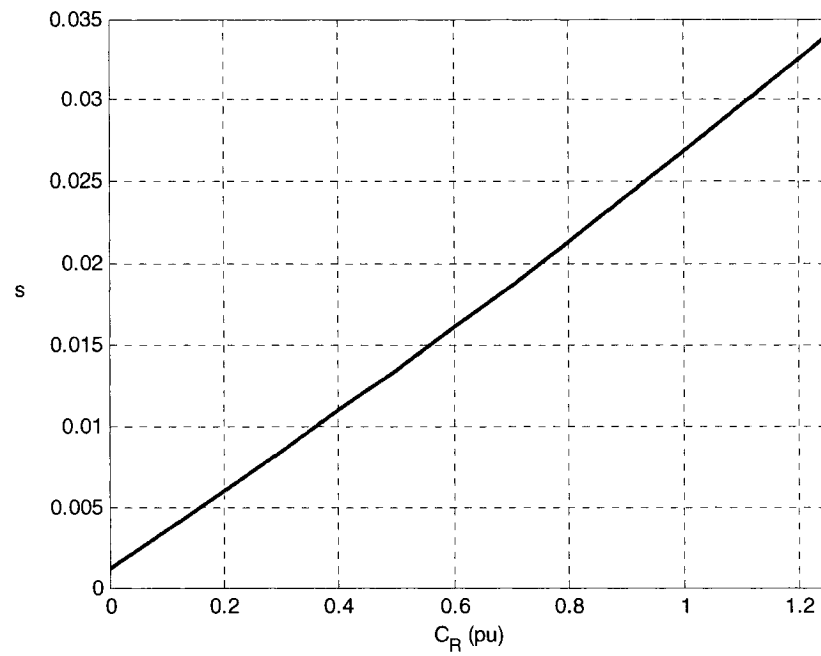


Figure 2.7 : glissement en fonction du couple de charge appliqué

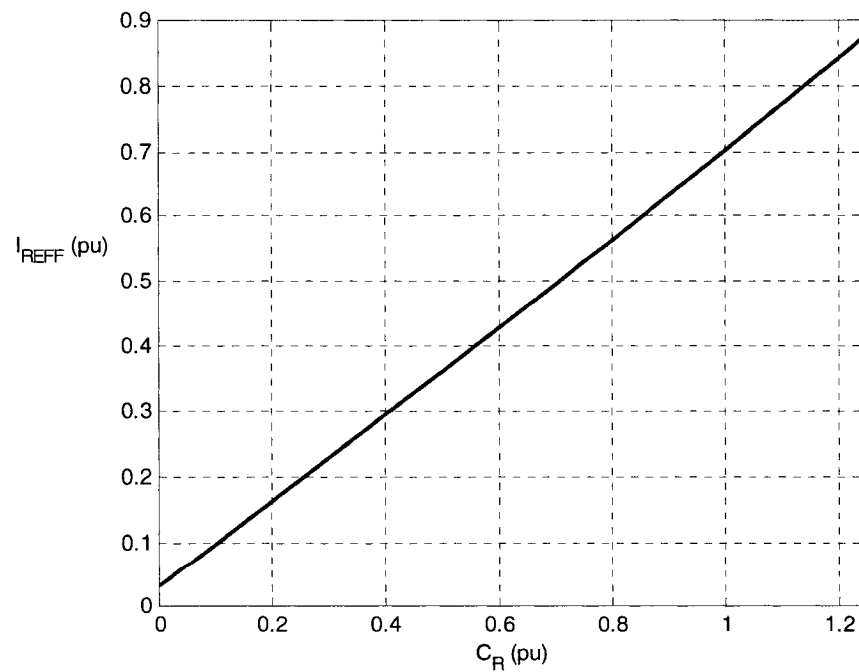


Figure 2.8 : courant efficace au rotor en fonction du couple de charge appliqué

Enfin, la Figure 2.9 montre l'évolution du facteur de puissance en fonction du couple de charge. Cette courbe est caractéristique du moteur asynchrone à rotor bobiné, et montre que le facteur de puissance est d'autant plus élevé que l'est le couple de charge appliqué. Cela s'explique par le fait que la puissance réactive reste quasiment constante.

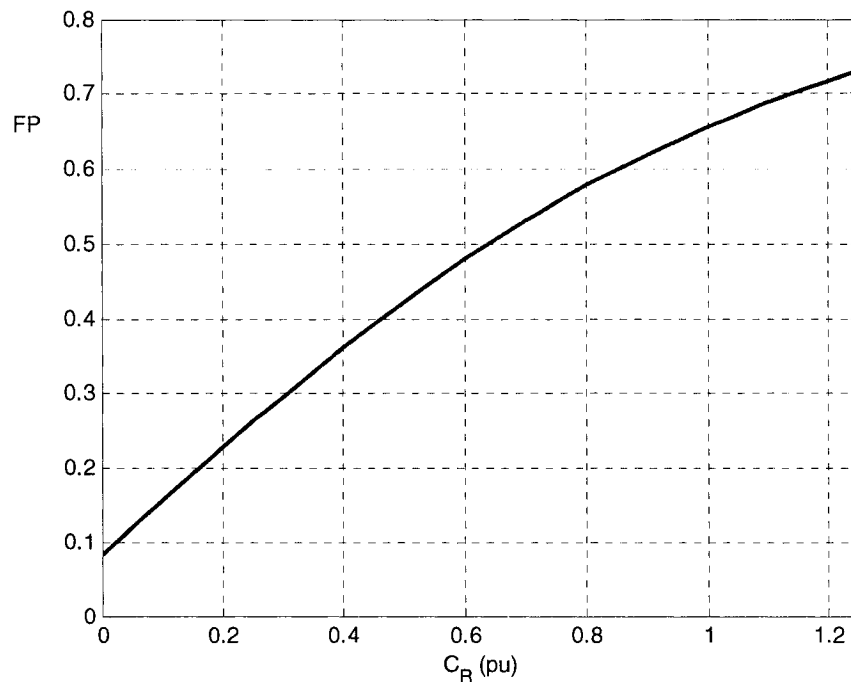


Figure 2.9 : facteur de puissance en fonction du couple de charge appliqué

Ces courbes vont servir de référence pour l'étude de l'influence des tensions rotoriques V_{rd} et V_{rq} dans un premier temps, ainsi que pour mesurer l'efficacité d'un réglage de puissance réactive dans un second temps.

Ces résultats sont cohérents avec la plaque signalétique. Ainsi, à pleine charge, le rendement est de $\eta = 0,84$ (d'après la Figure 2.6, car le rendement nominal n'est pas donné sur la plaque signalétique). La puissance électrique au stator est donc :

$$P_s = \frac{P_M}{\eta} = \frac{3 \times 746}{0,84} = 2664 \text{ W} = 0,718 \text{ pu}$$

Or, sur la Figure 2.5, on peut lire, pour $C_R = 1$ pu, $P_S = 0.726$ pu.

En conclusion, on peut dire que le modèle élaboré a un comportement satisfaisant par rapport à la plaque signalétique. Le Tableau 2.2 résume les principaux résultats obtenus à rotor court-circuité, à charge nominale.

P_S (pu)	0.726
Q_S (pu)	0.835
S_S (pu)	1.108
η	0.84
FP	0.656
s (%)	2.69
I_{REFF} (pu)	0.701
I_{SEFF} (pu)	1.106

Tableau 2.2 : réponse de la machine à rotor court-circuité, à pleine charge

2.5 Fonctionnement en régime de fonctionnement synchrone

Si l'on parvient à simuler la machine en mode synchrone, cela donnerait d'une part la confirmation du bon comportement du modèle, d'autre part cela donnerait également une première idée de la sensibilité de la machine à une source au rotor.

Pour qu'une machine asynchrone puisse produire un couple, elle doit produire des pertes Joules au rotor, et il faut que la force magnétomotrice du stator F_S et celle produite au rotor F_R par induction soient déphasées dans l'espace d'un angle δ (delta), le couple étant proportionnel à $|F_S| \cdot |F_R| \cdot \sin \delta$. Si on applique une tension continue au rotor (positive sur la phase A, nulle sur la phase B et négative de même valeur absolue sur la phase C), il se produit un flux constant. Si ce flux est supérieur au flux moyen oscillant d'induction, alors le rotor s'accroche au champ tournant, et la machine peut fonctionner en mode synchrone. Il est à remarquer que lors du passage du mode

asynchrone au mode synchrone, la machine change de comportement, puisque le rotor devient l'inducteur et le stator devient l'induit.

D'après les données de la plaque signalétique cette machine possède quatre pôles, la vitesse de synchronisme est donc de :

$$\Omega_s = \frac{2 \cdot \pi \cdot 60}{2} = 188.49 \text{ rd.s}^{-1}$$

Les tests en courant continu vont se dérouler en deux étapes. La première sera de déterminer le couple limite au-delà duquel le fonctionnement devient instable et oscillatoire. La seconde sera, pour différentes valeurs de couples et différentes valeurs de la source rotorique, d'observer l'évolution de la puissance réactive vue du stator. Pour tous ces essais, on applique une tension continue de $+V_{DC}$ sur la phase A du rotor, 0 V sur la phase B et $-V_{DC}$ sur la phase C. Toutes les simulations sont réalisées en boucle ouverte.

2.5.1 Détermination du couple limite de fonctionnement

Pour différentes valeurs du couple de charge, on essaie de trouver la valeur limite de courant rotorique en dessous de laquelle le fonctionnement est oscillatoire (la machine n'a pas le flux nécessaire pour s'accrocher au champ synchrone). Les résultats sont fournis dans le système *per unit* afin d'avoir une meilleure idée des résultats. La Figure 2.10 donne les résultats de cette simulation. À vide, il y a un seuil en dessous duquel la machine ne fonctionne pas en mode synchrone. Ce palier correspond aux pertes Joules au rotor, qui doivent être compensées par l'injection de courant continu. On remarque que la relation entre couple limite et courant continu au rotor est linéaire, ce qui signifie que le flux minimal pour un fonctionnement en régime synchrone varie linéairement avec la charge. On peut expliquer cela par le fait que l'application d'un couple de charge a un effet démagnétisant, par conséquent le courant continu au rotor doit augmenter afin de maintenir la magnétisation nécessaire.

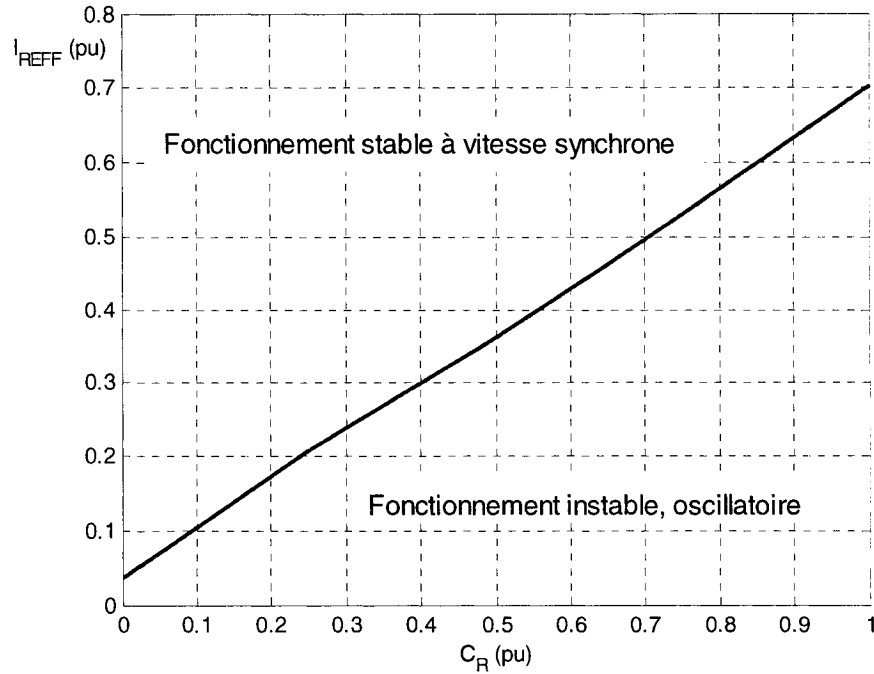


Figure 2.10 : courant continu magnétisant en mode synchrone

2.5.2 Courbes en V de la MAS à rotor bobiné

La seconde étape consiste à tracer les courbes en V de la MAS à rotor bobiné, afin de complètement valider le fonctionnement en régime synchrone.

Pour différents couples de charge, on fait plusieurs observations de la puissance réactive vue du stator et du courant efficace statorique, en fonction du courant continu appliqué au rotor. Dans le modèle Simulink de la MAS, on a utilisé la transformation de Park avec conservation de puissance. La puissance réactive statorique est donc calculée dans le référentiel d-q-0 par la formule :

$$Q_s = V_{sq} \cdot i_{sd} - V_{sd} \cdot i_{sq}$$

Par convention, une puissance réactive statorique négative (en simulation) signifie qu'elle est de type capacitive. Pour tracer les courbes, on prend les valeurs absolues de la puissance réactive. La Figure 2.11 et la Figure 2.12 montrent les résultats de

cette étude. On obtient des courbes similaires à celles d'une machine synchrone [21]. On remarque que les courbes de la puissance réactive et du courant statorique, pour un même couple de charge, ont les mêmes allures et passent par le même minimum. La partie à pente négative (à gauche du minimum de puissance) correspond à un comportement inductif et la partie à pente positive correspond à un comportement capacitif. Notons également qu'une valeur de 2 pu pour le courant continu au rotor n'est pas excessive, car le rapport de transformation de la machine est également de 2. En revanche, des valeurs de courant supérieures à 2 pu ne correspondraient pas à une plage de fonctionnement réelle.

En conclusion de cette partie, on peut affirmer qu'il est possible de faire fonctionner la MAS à rotor bobiné en machine synchrone, par l'action d'une source continue au rotor, et qu'on peut aisément le vérifier par simulation. Ainsi, si on peut contrôler cette source, la MAS devient capable de fonctionner en régime synchrone et asynchrone.

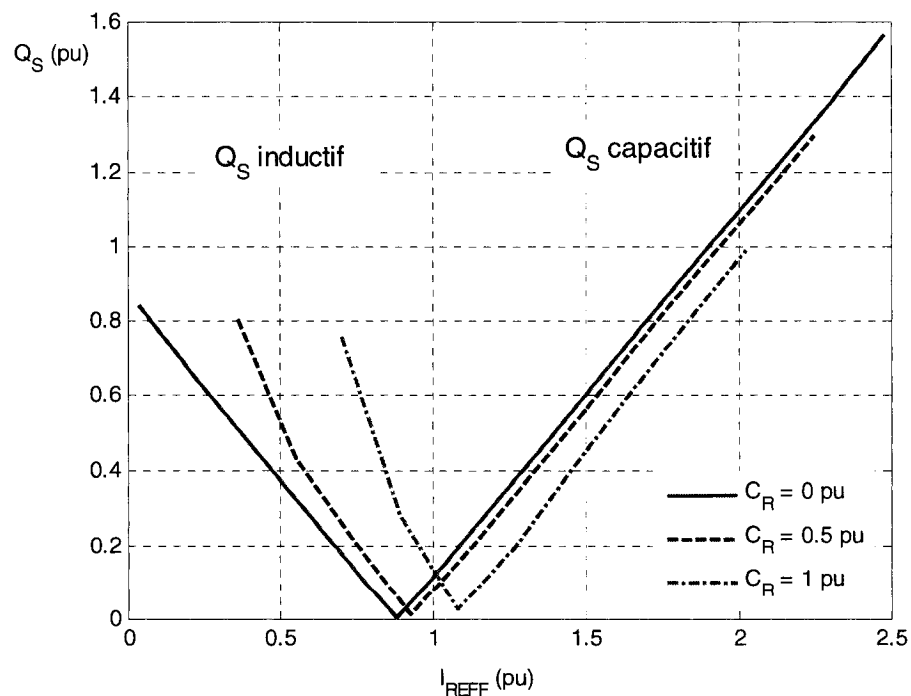


Figure 2.11: courbes en V de la puissance réactive Q_s en fonction du courant rotorique

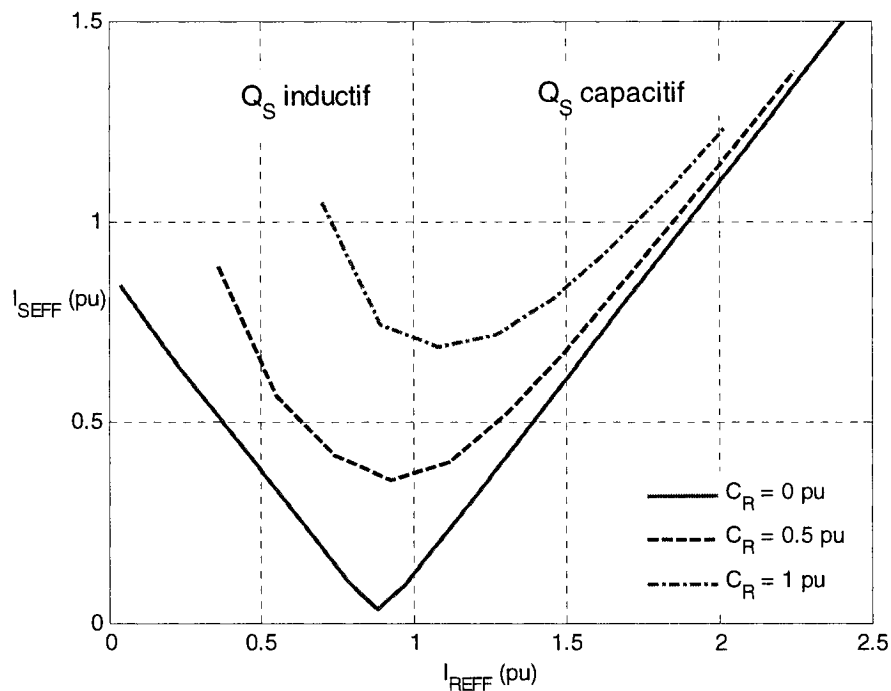


Figure 2.12: courbes en V du courant statorique en fonction du courant rotorique

2.6 Comparaison avec le modèle de machine "asynchronous machine Si units" de la librairie "SimPowerSystems"

Afin de renforcer, toujours dans l'environnement Simulink, le bon comportement du modèle [18], on va le comparer à celui déjà codé dans la librairie "SimPowerSystems". On effectue toujours le même essai, avec un échelon de $C_R = 1$ pu déclenché à $t = 2.5$ s. La Figure 2.13 montre la réponse en couple des deux modèles.

Les réponses sont parfaitement superposées, ce qui confirme le bon comportement du modèle [18]. On remarque que le couple électromagnétique délivré par la machine est supérieur au couple de charge appliqué à la machine. Cette différence est due au coefficient de frottement visqueux β . En effet, l'équation mécanique en régime permanent est :

$$\beta \cdot \Omega_M = C_{EM} - C_R \Rightarrow C_{EM} = \beta \cdot \Omega_M + C_R$$

Avec Ω_M la vitesse mécanique de la machine ($\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}$), β le coefficient de frottement visqueux (N.m.s), C_{EM} le couple électromagnétique produit par la machine (N.m) et C_R le couple de charge appliqué à la machine (N.m).

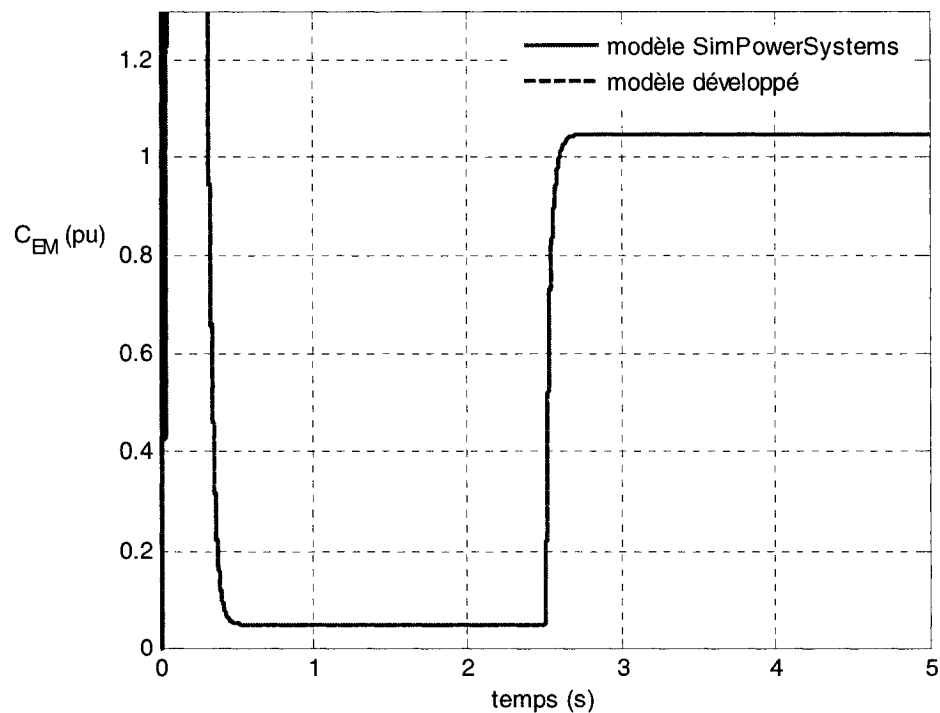


Figure 2.13 : réponses en couple dans l'environnement Simulink

On regarde également la réponse en vitesse des deux modèles (Figure 2.14). Là encore les réponses sont identiques.

En conclusion on peut dire que le modèle développé [18] se comporte tout à fait correctement, par rapport à la plaque signalétique et en comparaison avec un modèle déjà codé dans Simulink. Par la suite, le modèle disponible dans la librairie "SimPowerSystems" ne sera plus utilisé.

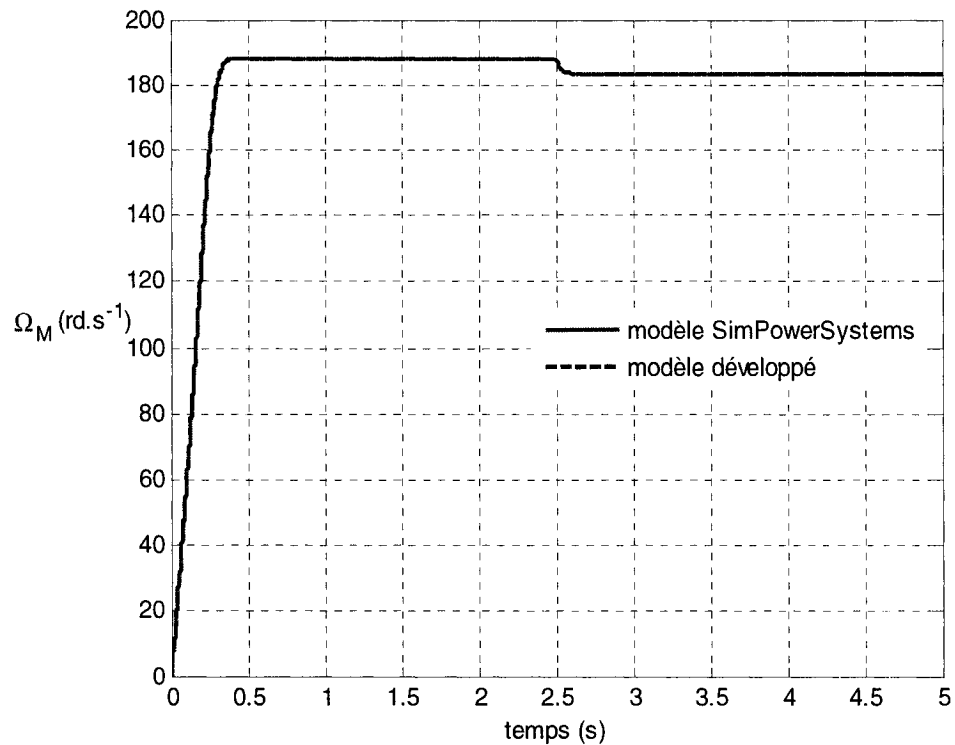


Figure 2.14 : réponses en vitesse dans l'environnement Simulink

2.7 Comparaison avec le modèle de machine d'EMTP et première étude de la source rotorique

Dans cette section, nous allons entièrement valider le bon comportement du modèle [18] par comparaison avec le modèle de machine "asynchronous machine" disponible dans la librairie "machines.clf". Dans un premier temps, nous effectuons le même test que précédemment, à rotor court-circuité. Puis nous l'effet des tensions V_{rd} et V_{rq} .

2.7.1 Comparaison lors du fonctionnement à rotor court-circuité

La Figure 2.15 montre la réponse en couple pour les deux modèles. On remarque une légère différence dans la réponse transitoire, mais les valeurs en régime permanent sont quasiment identiques (on note une différence de l'ordre de 10^{-4} pu).

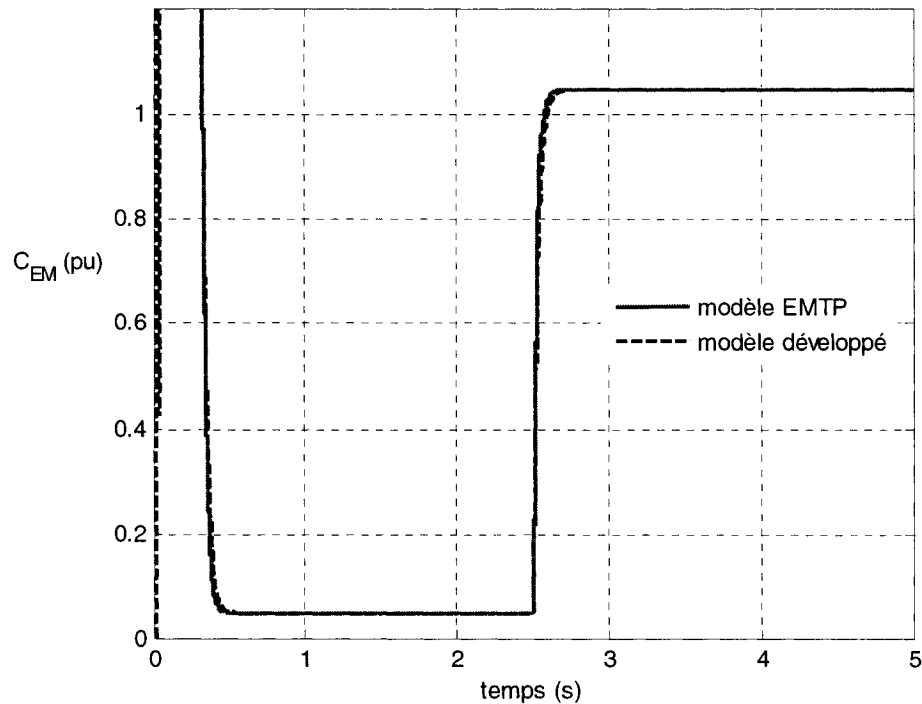


Figure 2.15 : réponses en couple dans les environnement Matlab et EMTP

Enfin, la Figure 2.16 montre les réponses en vitesse. Là encore les réponses semblent superposées. Le glissement obtenu en régime permanent avec le modèle EMTP est de 2.68091 %, tandis que le modèle développé a un glissement en régime permanent de 2.69086 %. On peut donc dire que les réponses en vitesse sont identiques.

Nous allons maintenant étudier l'influence des tension rotoriques V_{rd} (V_{D1} dans EMTP) et V_{rq} (V_{Q1} dans EMTP).

2.7.2 Étude de la source rotorique dans le référentiel de Park

Dans cette section, on injecte au rotor une tension synthétisée à partir de signaux continus.

2.7.2.1 Étude des transformations de Park utilisées

On s'intéresse aux transformations de Park utilisées dans les modèles Matlab et EMTP.

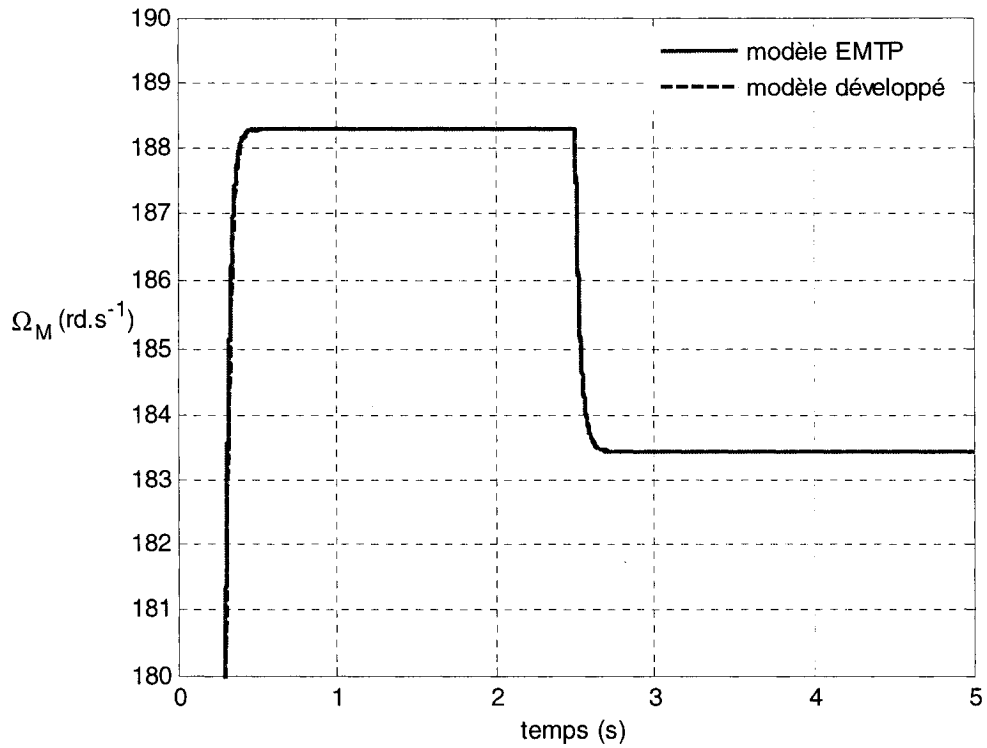


Figure 2.16 : réponses en vitesse dans les environnement Matlab et EMTP

En regardant le fichier d'aide du modèle de machine, on trouve que la transformation de Park utilisée sous EMTP est la suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} P = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin(\omega t) & \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} = P \cdot \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \end{array} \right.$$

L'axe q est en retard sur l'axe d (Figure 2.17), et la transformation utilisée est à conservation d'énergie. En outre, la Figure 2.1 et la Figure 2.17 indiquent que la

convention utilisée pour les sens de courant est la convention générateur, avec des courants sortants.

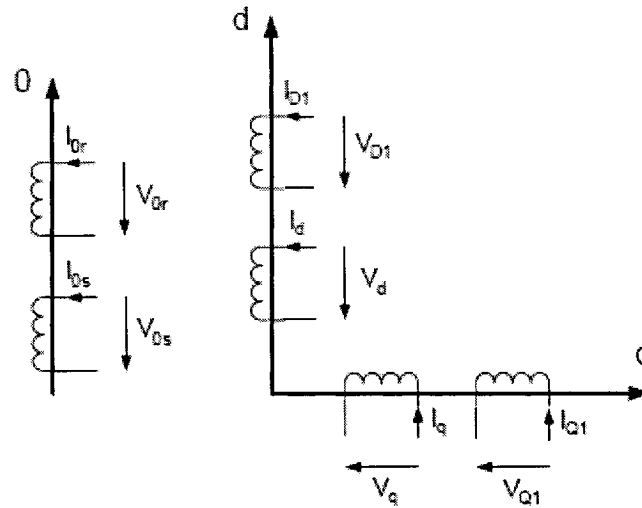


Figure 2.17 : représentation dans l'espace de Park sous EMTP

En revanche, le modèle développé sous Matlab / Simulink utilise une transformation à conservation d'énergie, mais ayant une convention "européenne", où l'axe q est en avance sur l'axe d:

$$P = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\omega t) & -\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} = P \cdot \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}$$

Enfin, la convention adoptée dans ce modèle est une convention récepteur, avec des courants entrants (Figure 2.18).

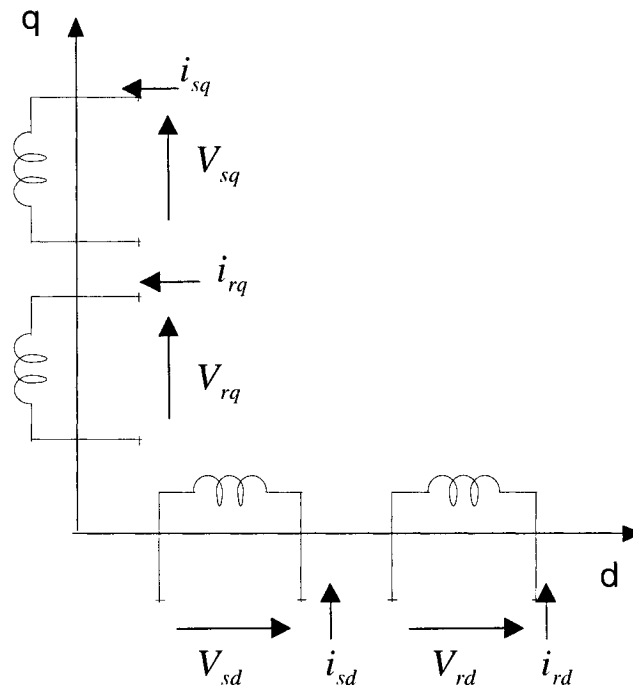


Figure 2.18 : : représentation dans l'espace de Park sous Matlab

2.7.2.2 Essais sur la tension V_{rq} (V_{Q1} sous EMTP)

Sous EMTP comme sous Matlab, on synthétise une tension réelle que l'on injecte au rotor. La Figure 2.19 montre le circuit utilisé sous EMTP (identique à celui utilisé sous Matlab).

On effectue, à pleine charge, une simulation en faisant un échelon négatif de -7 V sur V_{rq} . À cause de la convention différente (voir section 2.7.2.1), cela correspond à un échelon de $+7$ V sur V_{Q1} . La tension rotorique est injectée à $t = 2$ s. Les tensions V_{rd} et V_{D1} sont nulles. La Figure 2.20 montre les résultats de simulation dans les deux environnements Matlab et EMTP pour les puissances au stator. On remarque que la puissance réactive au stator est fortement diminuée, jusqu'à devenir capacitive. La tension rotorique d'axe q semble donc agir de manière directe sur la puissance Q_S . En revanche, la puissance réelle est quasiment inchangée. Sa valeur en régime permanent diminue cependant de 0.04 pu.

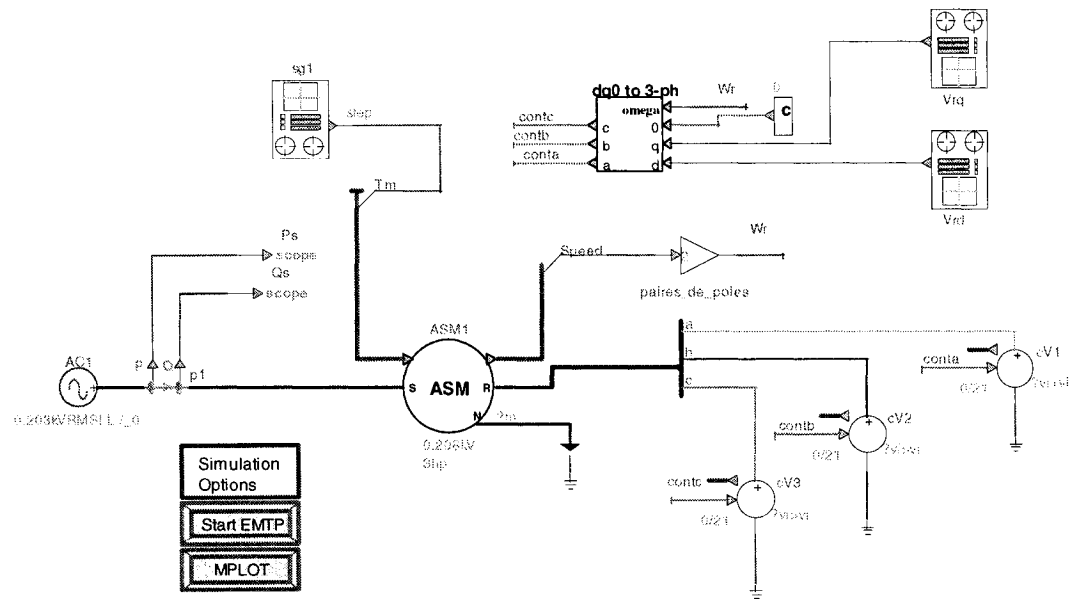


Figure 2.19 : circuit utilisé pour l'injection de la source rotorique

La Figure 2.21 montre les résultats pour le glissement. Celui-ci n'est quasiment pas affecté, puisque sa valeur diminue de 2.69 à 2.51 %.

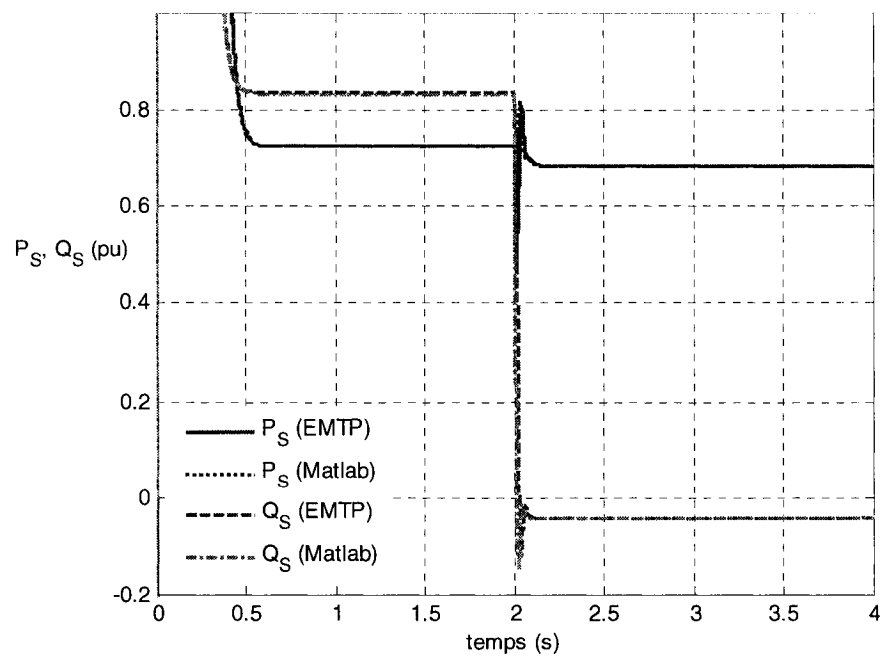


Figure 2.20 : réponses de P_s et Q_s à un échelon sur la tension d'axe q au rotor

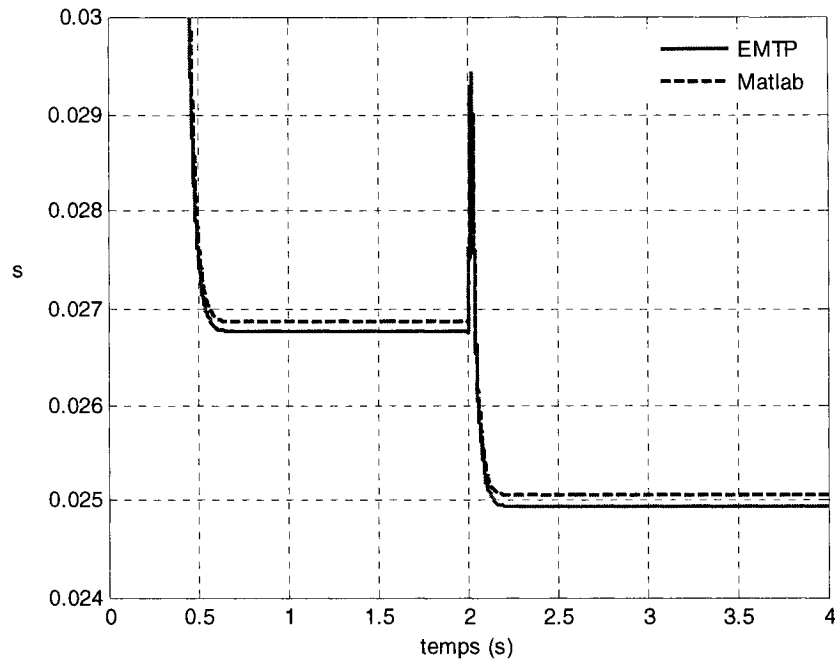


Figure 2.21 : réponse du glissement à un échelon sur la tension rotorique d'axe q

Enfin, si l'on fait un essai en inversant les signes de V_{rq} et V_{Q1} , on obtiendrait des résultats similaires : forte augmentation de la puissance réactive Q_s , et très légère augmentation de la puissance réelle et du glissement.

En conclusion, on peut affirmer que la tension rotorique d'axe q est appropriée pour un réglage de la puissance réactive au stator, et ce quel que soit l'environnement de simulation.

2.7.2.3 Essais sur la tension V_{rd} (V_{D1} sous EMTP)

On effectue un essai en fixant $V_{rq} = 0$ V ($V_{Q1} = 0$ V dans EMTP), et $V_{rd} = 5$ V ($V_{D1} = 5$ V). La Figure 2.22 montre les résultats de simulation pour les puissances électriques au stator dans les deux environnements Simulink et EMTP.

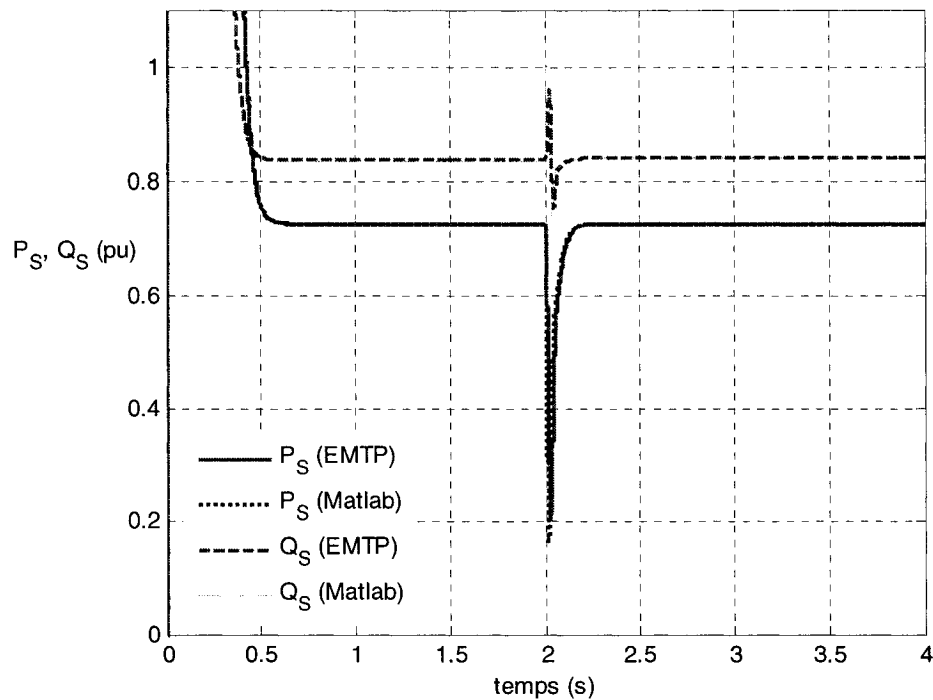


Figure 2.22 : réponses de P_S et Q_S à un échelon sur la tension d'axe d au rotor

On remarque qu'à part une perturbation transitoire au moment du déclenchement de la tension, les valeurs de puissances ne sont que très peu perturbées (on observe une baisse de $5 \cdot 10^{-4}$ pu de la valeur de P_S). Toutefois, cette perturbation disparaît si on applique la tension rotorique à $t = 0$ s.

Enfin, la Figure 2.23 montre la réponse du glissement à un échelon sur V_{rd} . On remarque immédiatement que la réponse indicielle du glissement ressemble fortement à une réponse du premier ordre. Ainsi, le glissement est passé de 2.69 % à 5.25 %.

Un échelon négatif sur V_{rd} (Figure 2.24) donne un résultat prévisible : la réponse indicielle du glissement est aussi du premier ordre, mais négative, c'est-à-dire que le glissement diminue de 2.69 % à 0.14 % (le fonctionnement devient presque synchrone !).

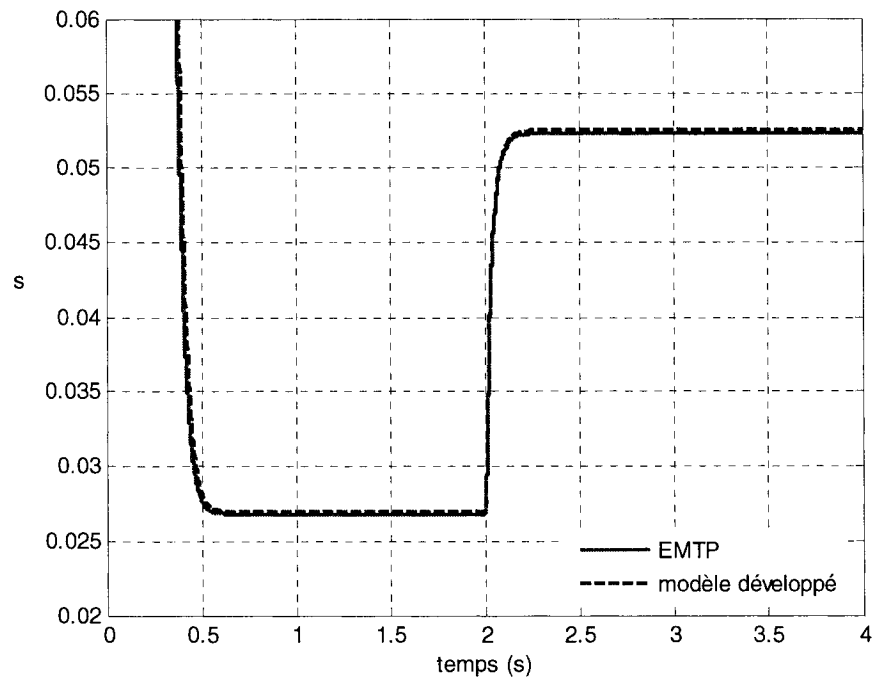


Figure 2.23 : réponse du glissement à un échelon sur la tension d'axe d au rotor

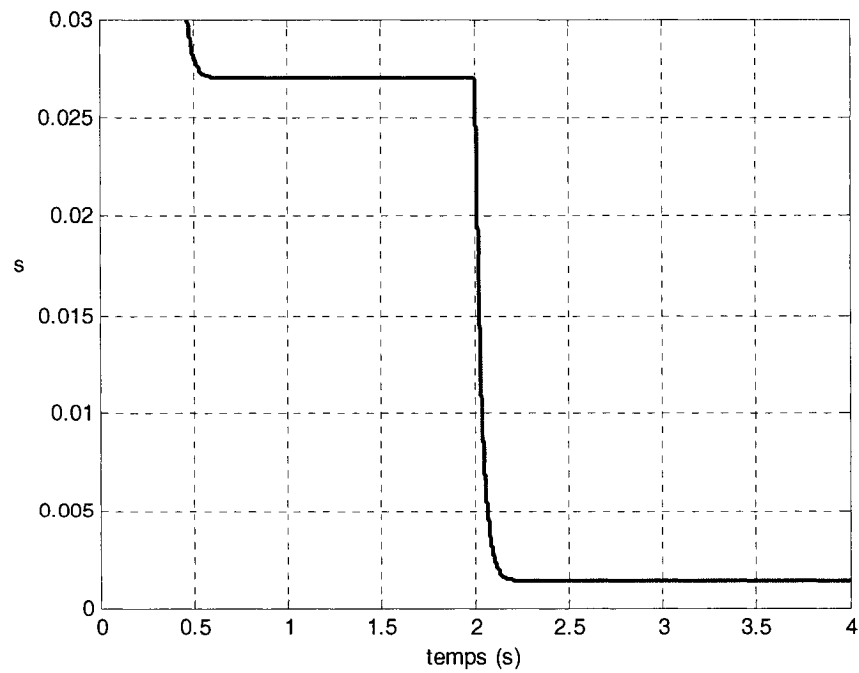


Figure 2.24 : réponse du glissement à un échelon sur la tension d'axe d au rotor

En conclusion, la tension rotorique d'axe d semble tout à fait appropriée pour un réglage du glissement, donc de la vitesse mécanique de rotation du rotor.

2.8 Conclusion

Dans ce Chapitre, nous avons étudié les équations de la machine asynchrone à rotor bobiné dans le référentiel de Park. À partir de ces équations, un modèle analytique a été construit. Il se présente sous forme de schéma blocs, et il prend comme entrées les tensions au rotor et au stator dans le référentiel de Park. Ce modèle est utile si l'on désire analyser toutes les équations de la machine, et si l'on ne s'intéresse qu'à la partie commande dans le référentiel de Park. Il pourra être utilisé dans un but pédagogique, car il est aisé de le manipuler.

Un calcul détaillé des paramètres a été effectué à partir de mesures expérimentales faites sur une machine de 3 hp. Il est ainsi possible d'utiliser ces paramètres dans deux représentations différentes.

Le modèle analytique a été validé par simulation, par comparaison avec un modèle développé dans une précédente étude. La machine a été simulée dans les régimes de fonctionnement synchrone et asynchrone à rotor court-circuité. Les résultats sont tout à fait cohérents avec les données de la plaque signalétique

Par la suite, le modèle de machine développé [18] a été comparé à rotor court-circuité à des modèles déjà existants développés pour des logiciels (Matlab Simulink et EMTP) utilisés dans l'industrie. Dans chaque cas, les réponses sont parfaitement superposées, ce qui permet de conclure que le modèle [18] a un comportement très correct.

Enfin, une première étude de l'effet de la source rotorique a été effectuée, dans les logiciels Matlab et EMTP, afin de donner une dernière validation du modèle [18]. Après avoir étudié précisément les transformations utilisées et les conventions de chaque modèle, les essais ont fait apparaître deux phénomènes importants. Le premier est que la tension rotorique d'axe q a un effet direct sur la puissance réactive au stator que l'on

veut régler, et le second est que la tension rotorique d'axe d agit directement sur le glissement. Cela représente une possibilité de réglage intéressante.

Dans le prochain Chapitre, nous effectuerons une étude exhaustive de l'influence des tensions V_{rd} et V_{rq} sur les grandeurs caractéristiques de la machine (puissances électriques au rotor et au stator, rendement, glissement, facteur de puissance et courant rotorique efficace). Le but est de dégager des plages de réglages réalistes compte tenu des paramètres de la machine 3 hp, et de donner une première idée du dimensionnement qu'un convertisseur au rotor devrait avoir.

Chapitre 3 : caractérisation de la source rotorique dans le référentiel de Park

Dans ce chapitre, nous étudions le comportement de la machine en fonction de différents réglages des tensions rotoriques V_{rd} et V_{rq} , et cela pour des couples de charge variant dans la plage de 0 à 1.25 pu. Le but est d'observer l'évolution des principales grandeurs mises en jeu, à savoir les puissances électriques au rotor et au stator, le glissement, les puissances électriques au rotor, le rendement et le facteur de puissance. Cette étude complète doit permettre d'établir un bilan énergétique au rotor, et qui servirait de base de dimensionnement pour un futur convertisseur associé au rotor. On souhaite également déterminer une plage de réglage réaliste d'opération, dans laquelle la machine resterait sous la barre de 1 pu pour la puissance apparente. Les essais seront tous effectués par simulation dans l'environnement Matlab / Simulink, sur la machine 3 hp. On rappelle que l'on néglige le phénomène de saturation.

3.1 Variations de V_{rq} pour $V_{rd} = 0$ V

Dans cette section, la tension rotorique V_{rd} est maintenue à 0 V, et la tension V_{rq} est ajustée à différentes valeurs. Pour chacune de ces valeurs et pour différents niveaux de charge, on relève les valeurs en régime permanent des différentes grandeurs mises en jeu. Les résultats sont toujours affichés dans le système *per unit*, selon les valeurs de bases définies en Annexe B.

3.1.1 Test sur les puissances au stator

3.1.1.1 Puissance réelle P_s

On commence avec la puissance électrique au rotor. Dans un premier temps, les valeurs de P_s peuvent dépasser 1 pu, car nous n'avons pas encore déterminé la plage de fonctionnement. La Figure 3.1 montre les résultats de cet essai. On remarque que le paramètre V_{rq} n'a que peu d'influence sur la puissance active, puisque l'augmentation entre le cas rotor court-circuité ($V_{rq} = 0$ V) et le cas $V_{rq} = 7$ V est d'environ 0.1 pu. En

fait, l'introduction d'une tension V_{rq} se traduit par l'apparition d'une valeur de décalage absolue, qui ne fait que déplacer la caractéristique obtenue à rotor court-circuité.

3.1.1.2 Puissance réactive Q_S

On refait le même test pour la puissance réactive, grandeur qui nous intéresse particulièrement. La Figure 3.2 montre les résultats de simulation.

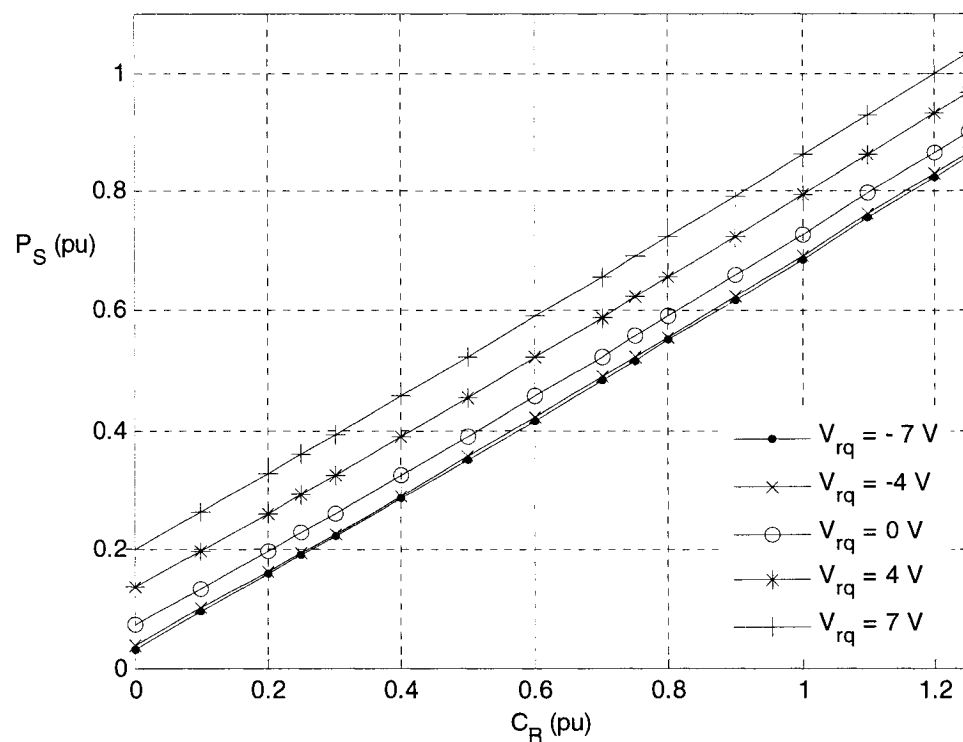


Figure 3.1 : puissance réelle en fonction du couple, pour différentes valeurs de V_{rq}

On observe que plus on augmente V_{rq} , plus la puissance réactive augmente. On a la confirmation de ce que l'on a observé à la Figure 2.2 à savoir que la puissance réactive est quasiment constante, à un niveau de V_{rq} donné. On relève également que plus on diminue V_{rq} , plus le niveau de puissance réactive diminue, et cette diminution est assez franche. La grandeur V_{rq} paraît donc appropriée pour un réglage de la puissance réactive, d'autant plus qu'une faible valeur de V_{rq} (-7 V, soit 0.03 pu) entraîne une baisse de presque 1 pu de niveau de puissance réactive !

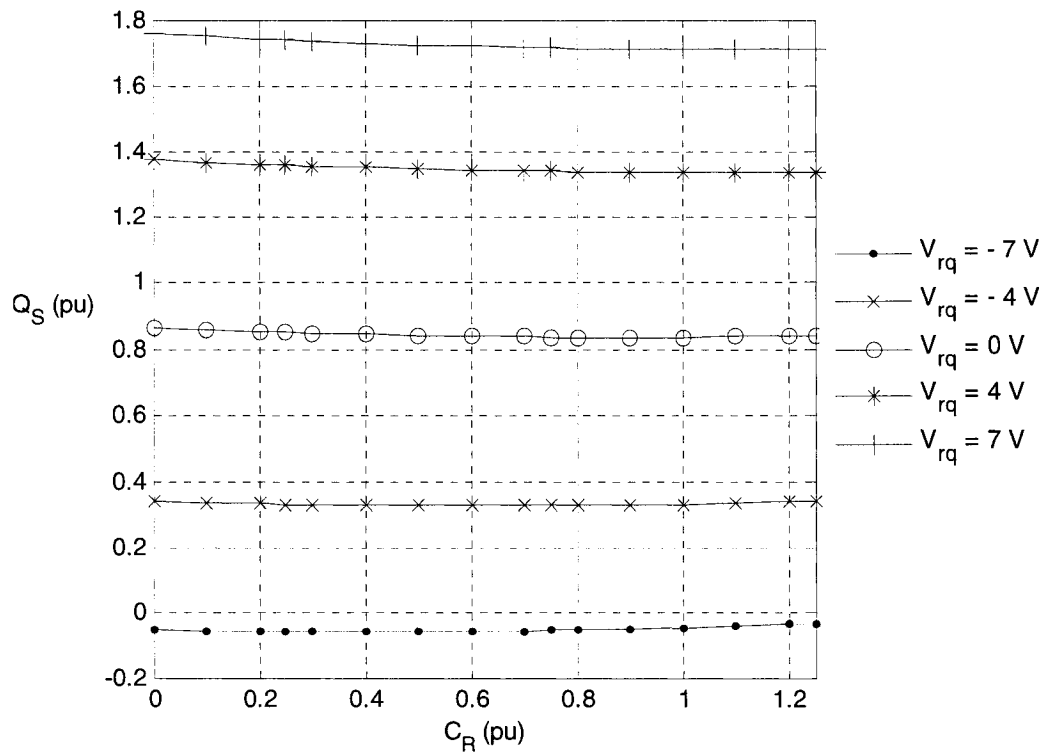


Figure 3.2 : puissance réactive au stator pour différentes valeurs de V_{rq}

3.1.1.3 Puissance apparente S_S

La Figure 3.3 montre l'évolution de la puissance apparente. Comme on pouvait le prévoir, celle-ci est fortement dépendante de V_{rq} , car la puissance réelle est quasiment inchangée tandis que la puissance réactive varie beaucoup. Mais on voit qu'il est possible de ramener le niveau de puissance apparente sous 1 pu, même en surcharge à $C_R = 1.25$ pu. On peut déjà dire qu'il n'est pas envisageable de travailler avec des valeurs de V_{rq} "trop positives", car le niveau de puissance apparente devient trop important pour que la machine puisse le supporter (environ 1.9 pu à pleine charge).

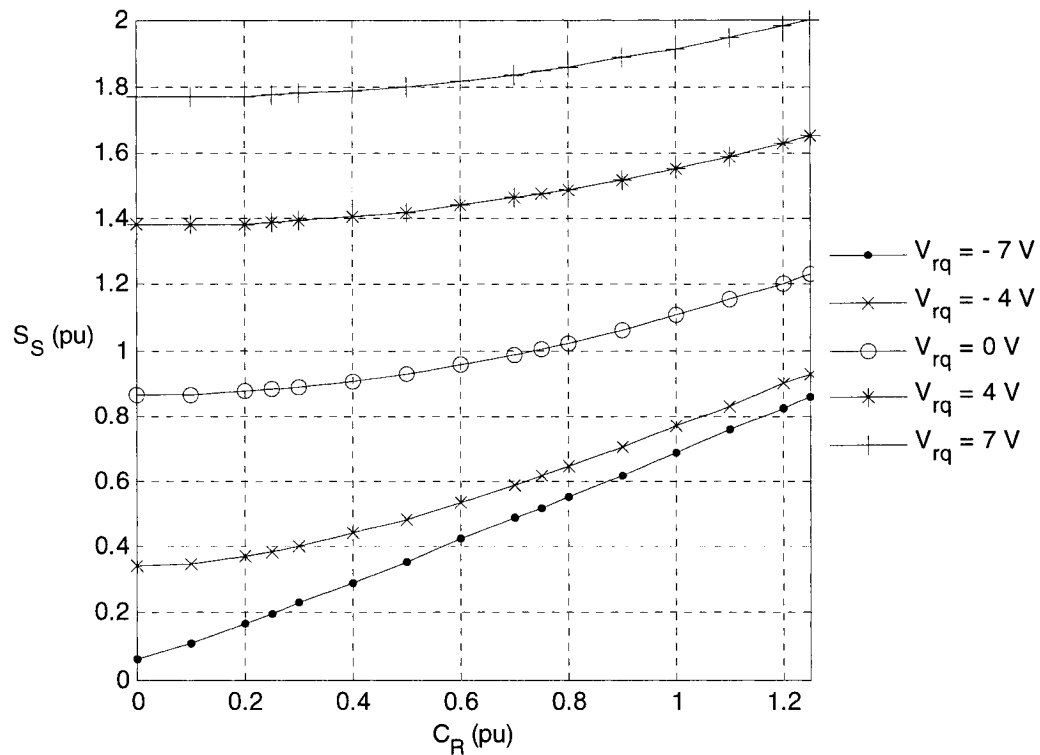


Figure 3.3 : puissance apparente pour différentes valeurs de V_{rq}

3.1.2 Tests sur les autres grandeurs

3.1.2.1 Rendement η

On observe l'évolution du rendement défini par $\eta = \frac{P_M}{P_S}$. La Figure 3.4 affiche la

réponse, en fonction du couple de charge, pour différentes valeurs de V_{rq} . On observe que la tension V_{rq} a une influence importante sur le rendement, puisque celui-ci augmente quand V_{rq} est négatif. Le rendement est d'autant plus élevé que la puissance réactive est faible, si l'on se réfère à la Figure 3.2. En effet, même si les pertes Joules augmentent au rotor, le courant de ligne au stator diminue car la puissance réactive n'est plus fournie par le réseau. Le rendement va donc augmenter.

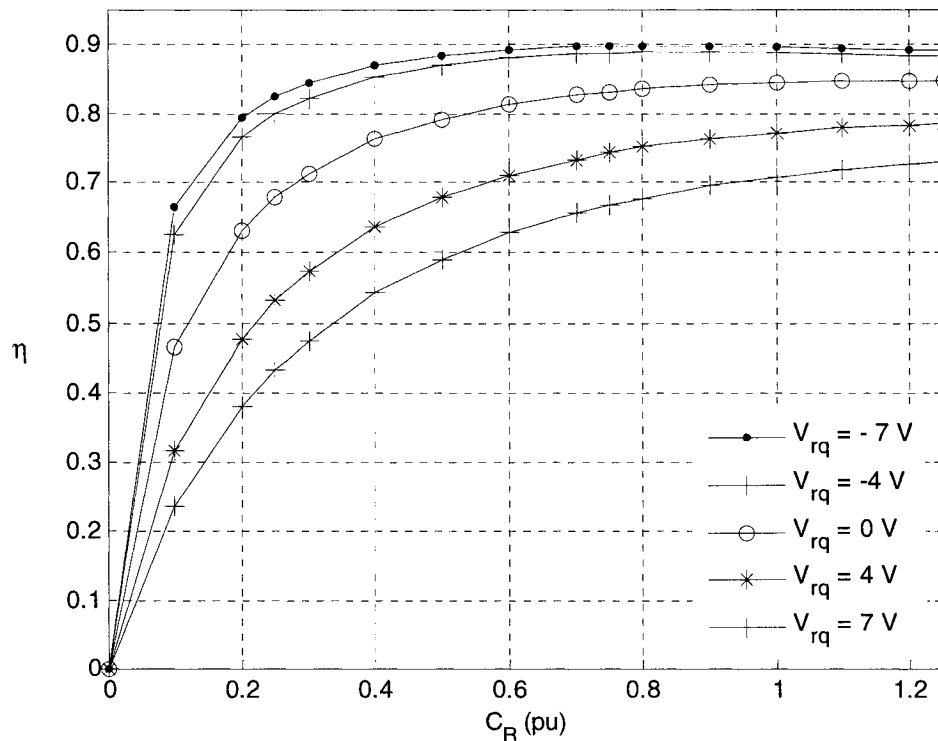


Figure 3.4 : rendement pour différentes valeurs de V_{rq}

3.1.2.2 Facteur de puissance

Si l'on se réfère aux résultats décrits plus haut, le facteur de puissance devrait s'améliorer (c'est-à-dire se rapprocher de l'unité) si l'on baisse la tension V_{rq} . La Figure 3.5 confirme cela. Le facteur de puissance se rapproche fortement de l'unité pour $V_{rq} = -7 \text{ V}$. Cela confirme l'idée que la grandeur V_{rq} peut être utilisée pour régler la puissance réactive (et donc le facteur de puissance).

3.1.2.3 Glissement s

La Figure 3.6 montre l'effet de V_{rq} sur le glissement, ce qui nous donne également l'effet sur la vitesse de l'arbre moteur. L'influence de V_{rq} se fait surtout sentir à charge élevée, et l'écart le plus élevé est de 0.7 %, pour $V_{rq} = 7 \text{ V}$. *A priori*, V_{rq} affecte peu le glissement. Toutefois, pour des réglages de V_{rq} qui améliorent le facteur de puissance, on observe une légère diminution du glissement, donc un effet positif sur le rendement de la machine.

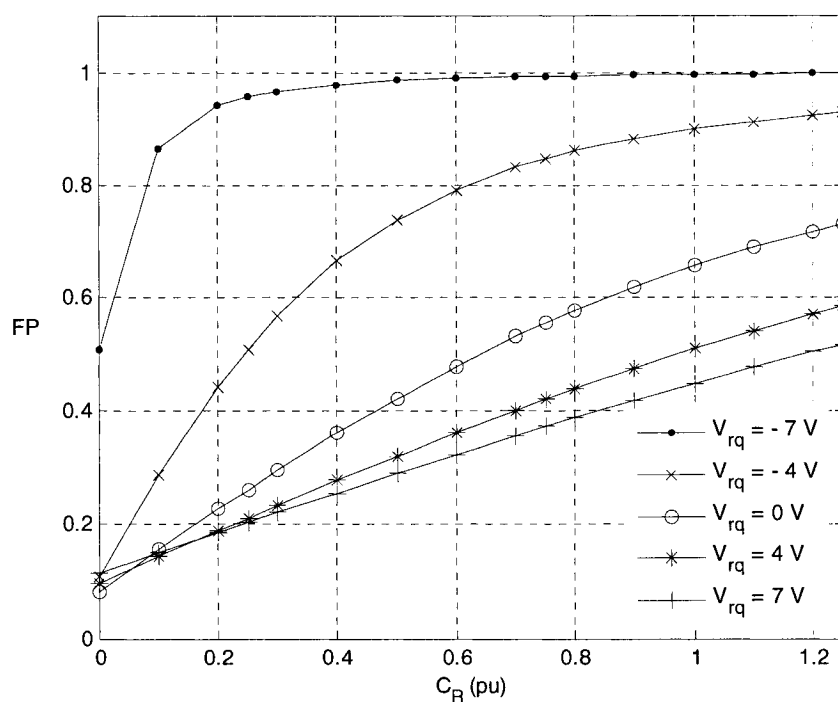


Figure 3.5 : facteur de puissance pour différentes valeurs de V_{rq}

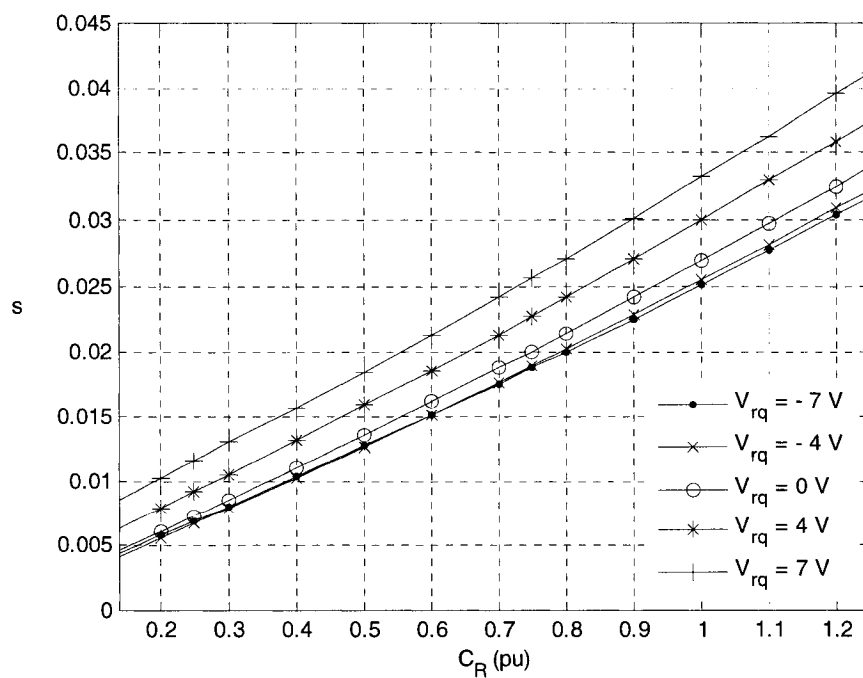


Figure 3.6 : glissement pour différentes valeurs de V_{rq}

3.1.2.4 Courant rotorique efficace

Enfin la Figure 3.7 montre les résultats de simulation pour le courant rotorique. On remarque que, quelle que soit la valeur et le signe de V_{rq} , le courant efficace augmente singulièrement, ce qui se traduit par des pertes Joules au rotor accrues. La phase du courant rotorique doit quant à elle évoluer en fonction de V_{rq} .

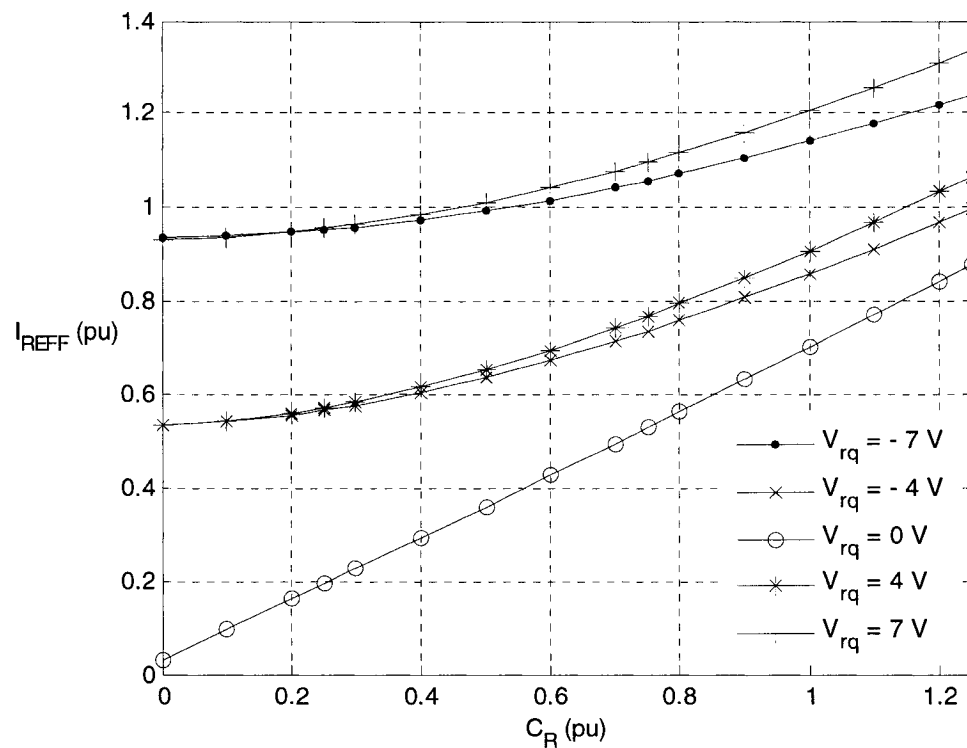


Figure 3.7 : courant rotorique efficace, pour différentes valeurs de V_{rq}

3.1.3 Conclusion

Dans cette partie, nous avons mis en lumière le fait que la puissance réactive, pour une tension V_{rq} fixée, restait quasiment constante, quel que soit le couple de charge. La puissance réelle restant à peu près constante lorsque V_{rq} varie, on peut supposer qu'un réglage de puissance réactive est possible par cette grandeur. Si cela s'avère confirmé, il faudra déterminer une plage de réglage réaliste. Mais auparavant, nous allons maintenant nous intéresser à la grandeur V_{rd} et effectuer le même type d'étude.

3.2 Variations de V_{rd} pour $V_{rq} = 0$ V

Dans cette partie, nous allons mettre en évidence les éventuelles possibilités de réglage liées à la tension rotorique V_{rd} . Comme précédemment, plusieurs simulations sont faites, pour différents couples de charge et différents niveaux de V_{rd} , et on s'intéresse aux valeurs obtenues en régime permanent.

3.2.1 Tests sur les puissances au stator

3.2.1.1 Puissance réelle P_S

Les résultats pour cette grandeur apparaissent sur la Figure 3.8. Ce résultat est remarquable, car il montre que V_{rd} n'a aucune influence (ou très peu) sur la valeur de la puissance réelle.

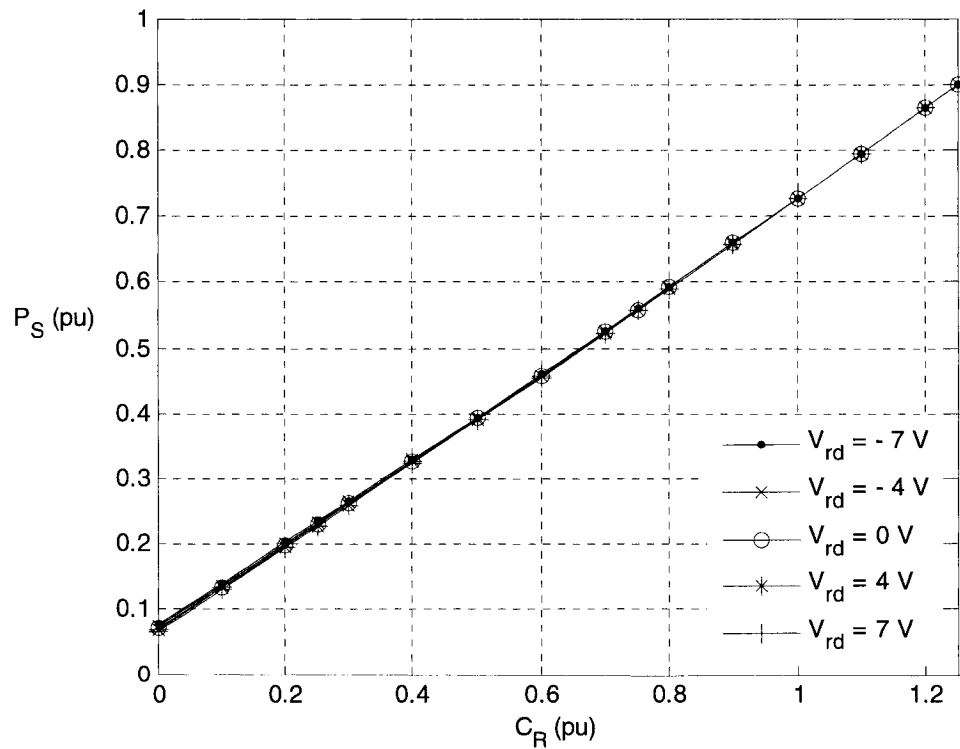


Figure 3.8 : puissance active P_S , pour différentes valeurs de V_{rd}

3.2.1.2 Puissance réactive Q_S

On observe que la puissance réactive est elle aussi très peu affectée par la tension V_{rd} (Figure 3.9). En effet, même à pleine charge, la variation observée n'est que de 0.04 pu par rapport au cas où le rotor est court-circuité. On note également que les courbes sont concordantes pour le couple où le rendement est le plus élevé. On peut déjà affirmer que la tension V_{rd} n'est pas appropriée pour un réglage simple de la puissance réactive, comparé aux résultats obtenus avec V_{rq} .

3.2.1.3 Puissance apparente S_S

On devrait s'attendre à ce que la puissance apparente ne soit quasiment pas perturbée par la tension V_{rd} , d'après les observations faites précédemment (Figure 3.8 et Figure 3.9). La Figure 3.10 confirme cela, puisqu'on peut y voir que la différence de valeur entre les différents cas n'excède pas 0.07 pu.

Au vu de ces trois derniers résultats, on peut affirmer qu'une variation de V_{rd} n'a qu'une influence très faible (inférieure à 0.07 pu) sur les puissances électriques au stator. Ceci peut être un avantage à exploiter dans le cas où la grandeur V_{rd} permettrait de faire un réglage du glissement par exemple.

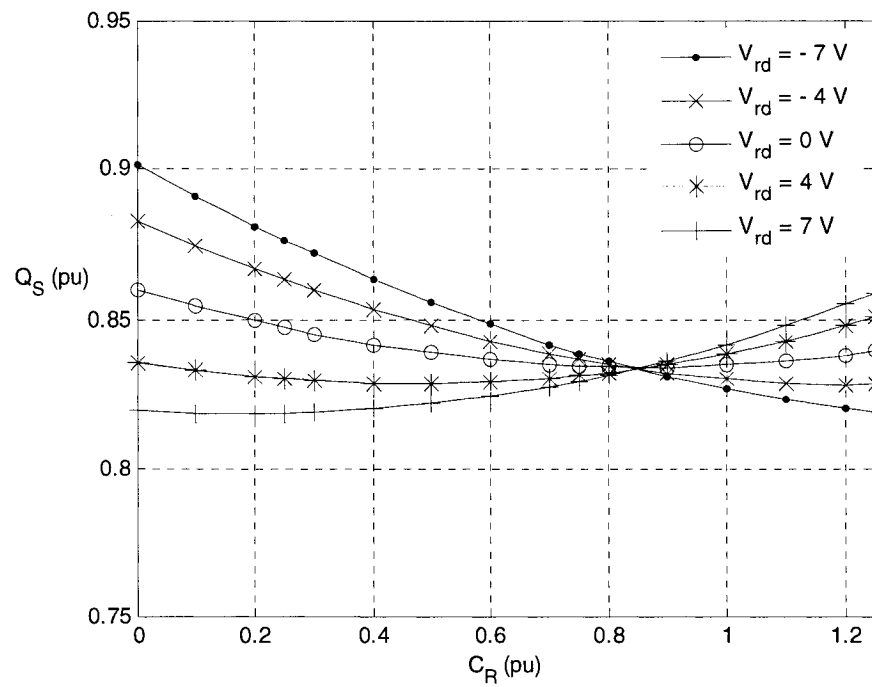


Figure 3.9 : puissance réactive Q_S , pour différentes valeurs de V_{rd}

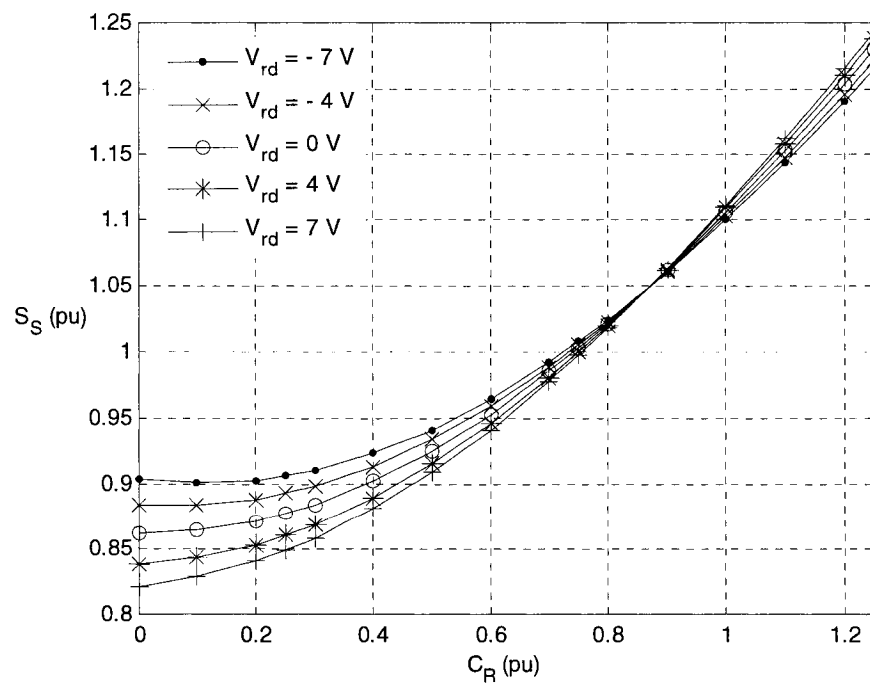


Figure 3.10 : puissance apparente S_S , pour différentes valeurs de V_{rd}

3.2.2 Tests sur les autres grandeurs

3.2.2.1 Rendement η

La Figure 3.11 montre l'influence de la tension V_{rd} sur le rendement. Le résultat est remarquable, car on voit qu'il est possible de maximiser le rendement avec V_{rd} . Les allures sont similaires, mais on observe un décalage (amélioration pour V_{rd} négatif et baisse du rendement pour V_{rd} positif). Comme le rendement est directement lié à la vitesse mécanique du moteur, on s'attend donc à un réglage possible du glissement.

3.2.2.2 Facteur de puissance

D'après les résultats obtenus sur P_s et S_s , on peut supposer que le facteur de puissance ne sera pas trop affecté par une variation de V_{rd} , puisque la puissance active P_s est inchangée. La Figure 3.12 confirme cela.

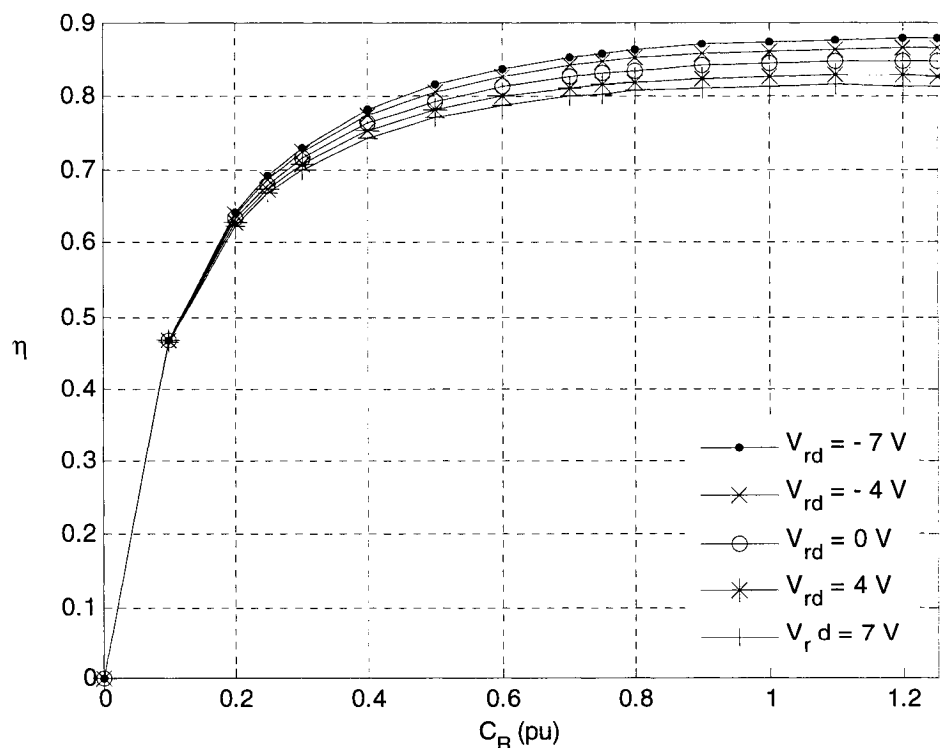


Figure 3.11 : rendement, pour différentes valeurs de V_{rd}

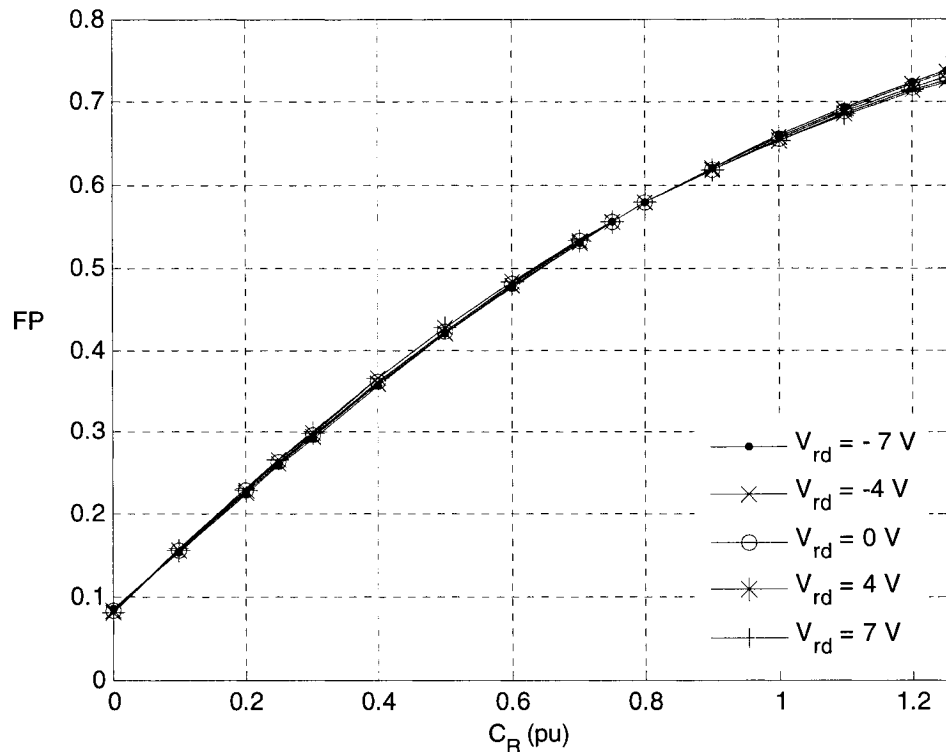


Figure 3.12 : facteur de puissance, pour différentes valeurs de V_{rd}

3.2.2.3 Test sur le glissement

La Figure 3.13 affiche les résultats des essais sur le glissement. Comme on l'avait pressenti avec les essais sur le rendement, la grandeur V_{rd} s'avère tout à fait appropriée pour faire un réglage de la vitesse de l'arbre moteur. En effet, une variation de V_{rd} ne change pas l'allure du glissement, mais introduit un décalage. Autre fait remarquable, par un ajustement approprié de V_{rd} , il est possible d'obtenir un glissement tant positif que négatif, autrement dit, il est possible de régler l'opération de la MAS dans les régimes allant de hyposynchrone à hypersynchrone !

3.2.2.4 Test sur le courant rotorique

Enfin, on s'intéresse au courant rotorique efficace. La Figure 3.14 montre que V_{rd} n'a pas (ou très peu) d'effet sur le courant au rotor, celui variant toujours linéairement avec la charge.

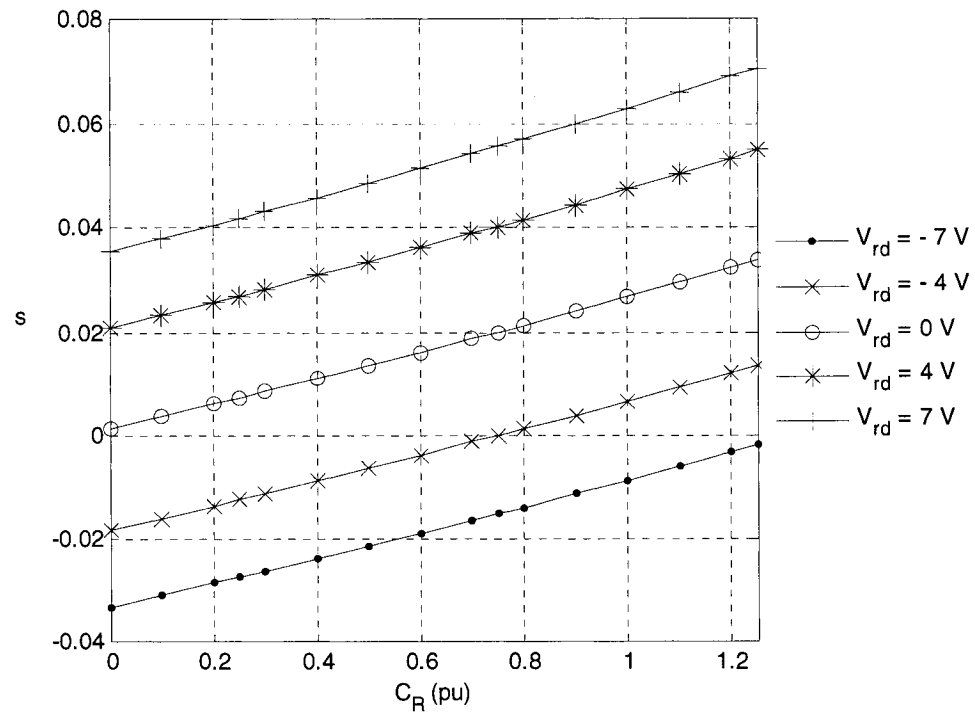


Figure 3.13 : glissement, pour différentes valeurs de V_{rd}

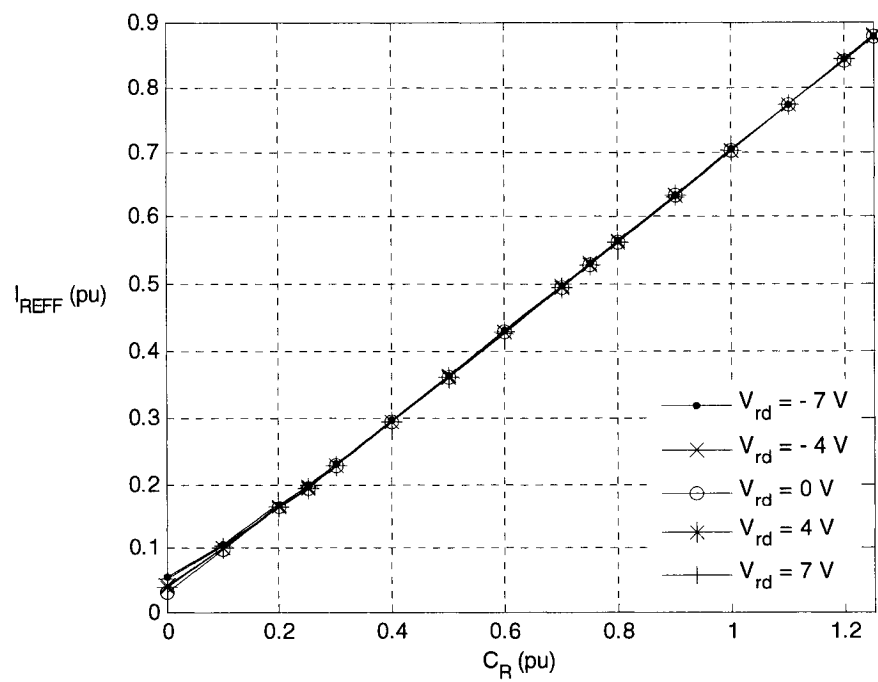


Figure 3.14 : courant rotorique efficace, pour différentes valeurs de V_{rd}

3.2.3 Conclusion

Dans cette partie, nous avons mis en lumière le fait que la grandeur V_{rd} n'avait que très peu d'influence sur les puissances électriques au stator, mais qu'en revanche, cette tension permettait d'influencer le rendement et surtout de régler le glissement sur une plage assez importante (de l'ordre de $\pm 7\%$). Si l'on rajoute le fait que V_{rq} influence principalement la puissance réactive mais peu le glissement, on aurait donc via ces deux tensions, deux grandeurs de commande pour un contrôle quasi découplé puissance réactive / glissement... Mais avant d'essayer de trouver un réglage, il nous faut d'abord déterminer des plages de fonctionnement réalistes pour V_{rq} et V_{rd} . C'est l'objet de la prochaine section.

3.3 Comportement de la machine lors d'un réglage de Q_S

Dans cette partie, nous allons emprunter une méthode d'essais inverse par rapport aux deux parties précédentes. Ainsi, pour un couple donné, nous allons faire varier V_{rq} et V_{rd} , afin de déterminer les plages de réglage adéquates et réalistes (que l'on utilisera éventuellement plus tard pour faire un réglage), en fonction des capacités nominales de la MAS.

3.3.1 Détermination des valeurs limites de V_{rq}

Pour cette partie, on va essentiellement s'intéresser aux puissances électriques au stator, et plus particulièrement à la puissance apparente S_S . Afin de déterminer les limites de variation pour V_{rq} , on se fixe comme limite : $S_S \leq 1$ pu, quel que soit le couple de charge, afin de respecter les contraintes physiques de la machine. Nous vérifierons également l'effet sur les autres grandeurs.

Un point important à noter est que cette démarche n'est pas liée spécifiquement à la machine utilisée.

3.3.1.1 Effet de V_{rq} sur les puissances réelle et réactive au stator

La Figure 3.15 montre l'évolution de la puissance réelle, pour un couple de charge donné, en fonction de la tension V_{rq} . Pour chaque niveau de charge, elle passe par un minimum, à une tension V_{rq} de l'ordre de -7 V. La variation de puissance réelle sur la plage de V_{rq} est de 0.2 pu. Si l'on observe la Figure 3.16, on remarque que ce minimum coïncide avec la valeur $Q_S = 0$ Vars. Vu du stator, les pertes liées au circuit magnétique sont nulles, donc le courant de ligne appelé a diminué. Sur cette même Figure 3.16, on a la confirmation que V_{rq} est la grandeur appropriée pour faire un réglage de la puissance réactive, car cette dernière varie linéairement avec V_{rq} . Mais surtout, il semble que le couple de charge n'a pas d'influence sur le réglage de Q_S , puisque les Vars sont nuls pour $V_{rq} \approx -5$ V, quelle que soit la valeur de C_R . La Figure 3.17 montre que les minima des courbes sont pratiquement alignés.

3.3.1.2 Effet de V_{rq} sur la puissance apparente au stator

La Figure 3.18 montre qu'une plage envisageable est $V_{rq} \in [-13V; 0V]$ à pleine charge. Pour ces valeurs de V_{rq} , on a $S_S \leq 1.1 S_N$. Ces "courbes en V" comportent deux parties : la pente négative représente un comportement capacitif et la pente positive un comportement inductif du moteur, si l'on se réfère à la Figure 3.18. On rappelle que, par convention, une puissance réactive négative est capacitive. Cela signifie donc que l'on est capable de régler le facteur de puissance proche de l'unité, inductif ou capacitif.

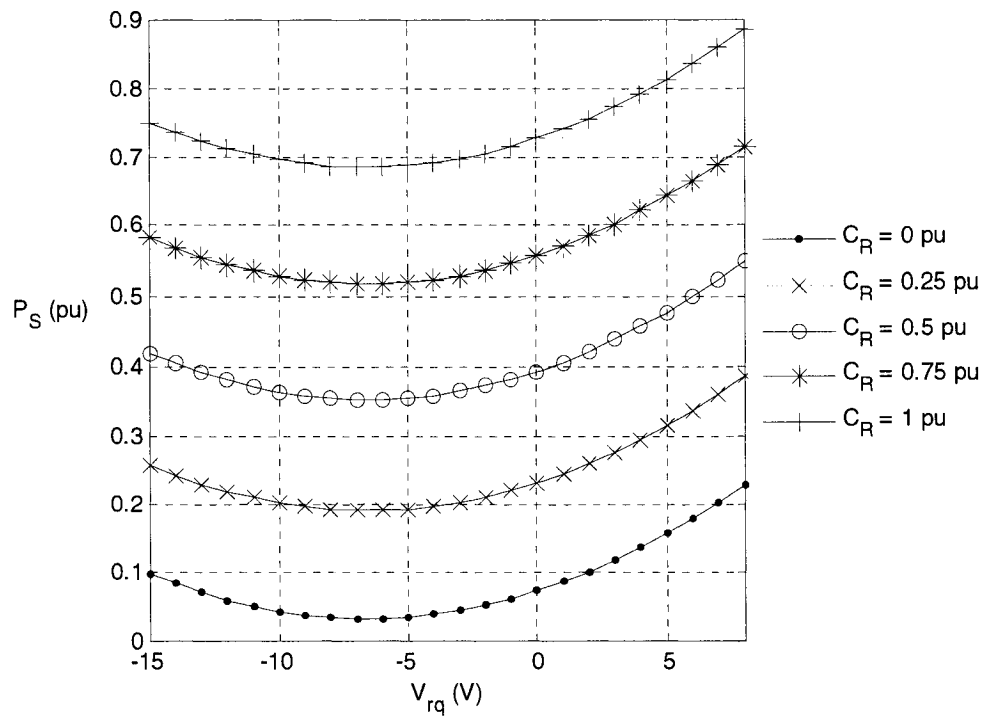


Figure 3.15: puissance réelle au stator en fonction de V_{rq} , pour différents couples de charge

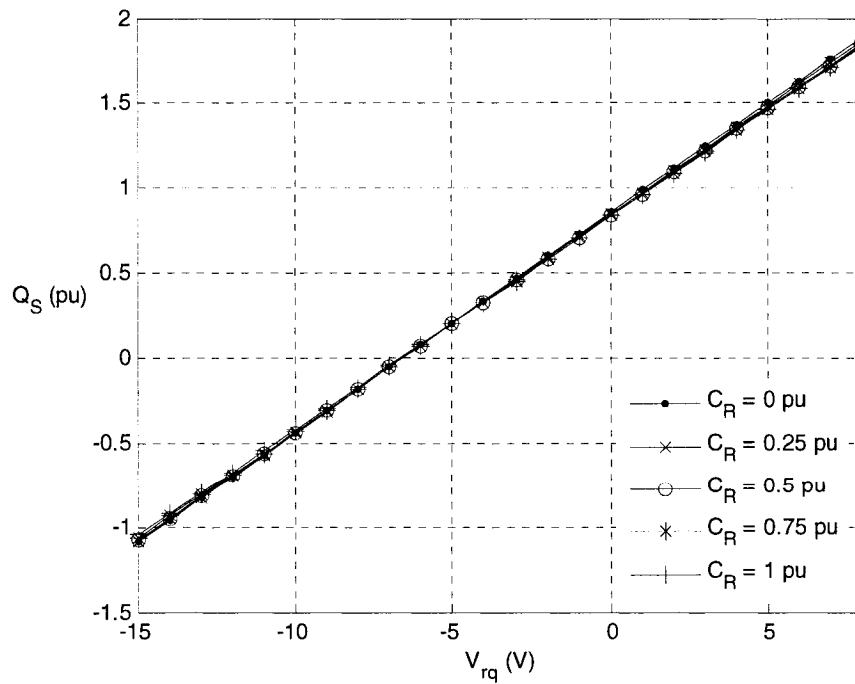


Figure 3.16: puissance réactive au stator en fonction de V_{rq} , pour différents couples

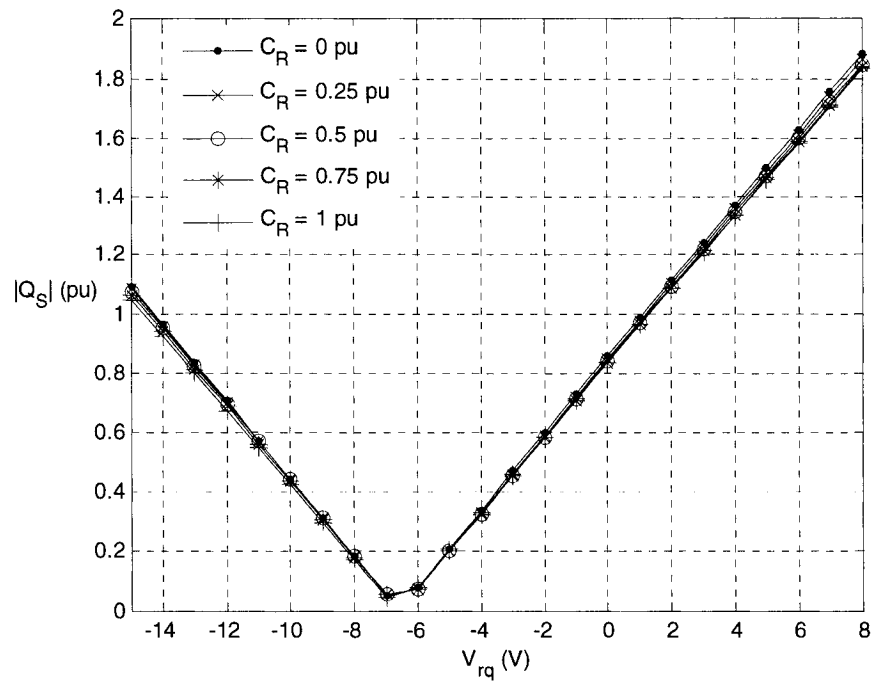


Figure 3.17: valeur absolue de Q_S au stator en fonction de V_{rq} , pour différents couples

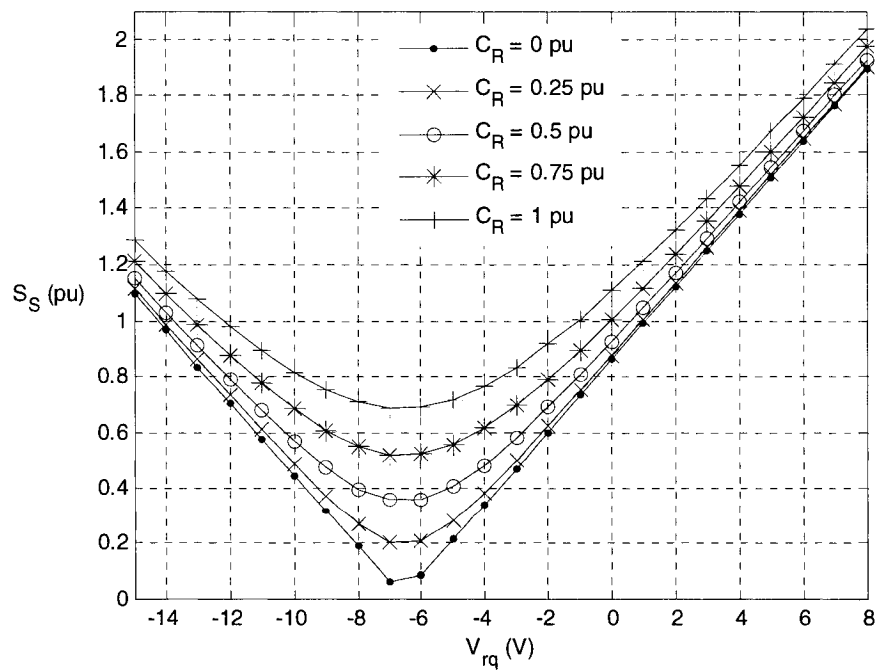


Figure 3.18: puissance apparente au stator en fonction de V_{rq} , pour différents couples

Nous allons maintenant vérifier que, sur cette plage de réglage pour V_{rq} , les autres grandeurs mises en jeu ne sont pas trop perturbées.

3.3.1.3 Effet de V_{rq} sur le rendement

La Figure 3.19 montre que, sur la plage d'opération de V_{rq} , le rendement est maximisé lorsque la puissance réactive est nulle. Le rendement à vide étant nul, il n'apparaît pas ici. On remarque également que cela arrive pour une valeur de V_{rq} pratiquement constante, proche de -7 V. Cela s'explique par le fait que, lorsque la puissance réactive est nulle, les pertes liées au circuit magnétique le sont aussi. Les pertes Joules au stator diminuent car le courant de ligne appelé est minimal. Les pertes Joules au rotor sont également minimales, car le courant efficace rotorique l'est aussi (voir Figure 3.23). Le rendement est donc optimisé.

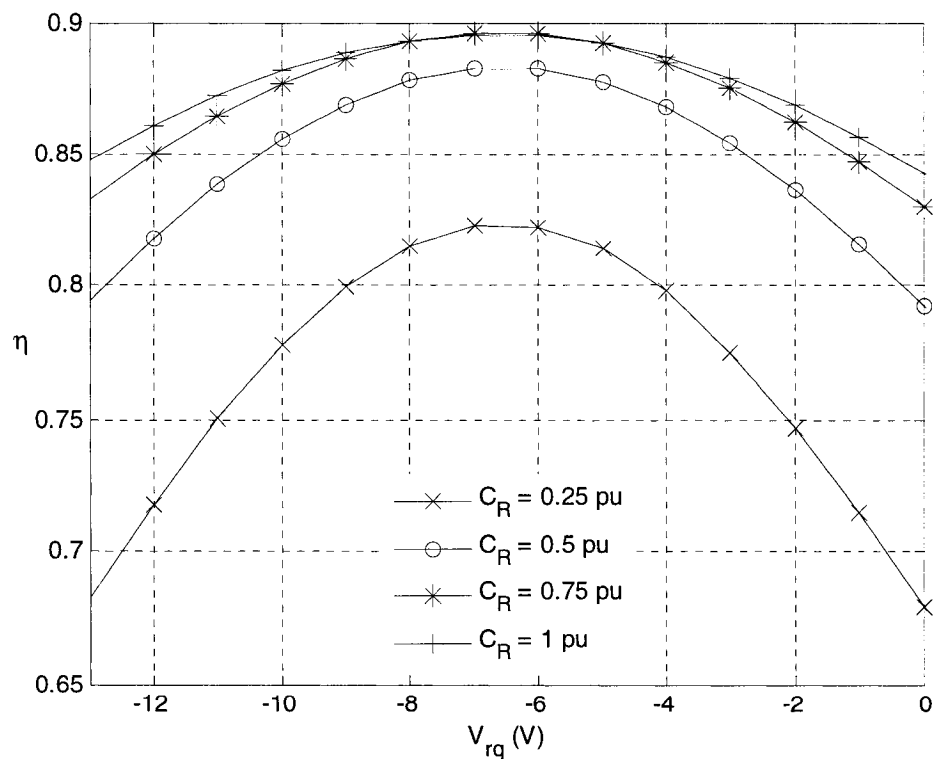


Figure 3.19: rendement en fonction de V_{rq} , pour différents couples

3.3.1.4 Effet de V_{rq} sur le facteur de puissance

La Figure 3.20 apporte la confirmation que l'on peut aisément régler le facteur de puissance, pour une charge donnée. On note aussi qu'en opération à faible charge ($C_R \leq 0.25$ pu) et à vide, la plage de réglage acceptable pour le facteur de puissance est très étroite, $\{F.P \geq 0.8 \Rightarrow V_{rq} \in [-6.65V; -6.4V]\}$, soit, en pu, $\{F.P \geq 0.8 \Rightarrow V_{rq} \in [-0.032; -0.0308]\}$. Afin d'assurer un facteur de puissance au moins supérieur à 0.8 quel que soit le couple de charge (ce qui est en soit une valeur basse), on adoptera désormais cette plage d'opération. On peut d'ores et déjà dire que le réglage de Q_s est très sensible, puisque si l'on sort de cette plage le facteur de puissance diminue fortement. Par ailleurs, on peut aussi affirmer qu'en maintenant la tension V_{rq} constante aux alentours de -6.5 V, on obtient un facteur de puissance proche de l'unité quel que soit l'état de charge. Ceci est démontré à la Figure 3.21.

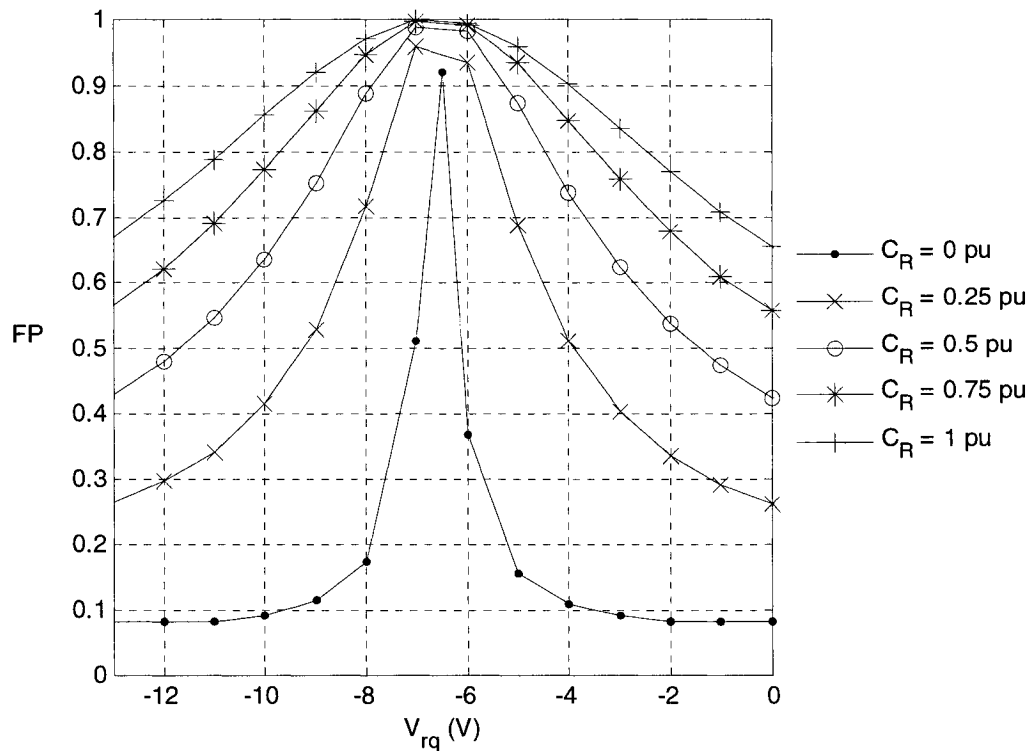


Figure 3.20: facteur de puissance en fonction de V_{rq} , pour différents couples

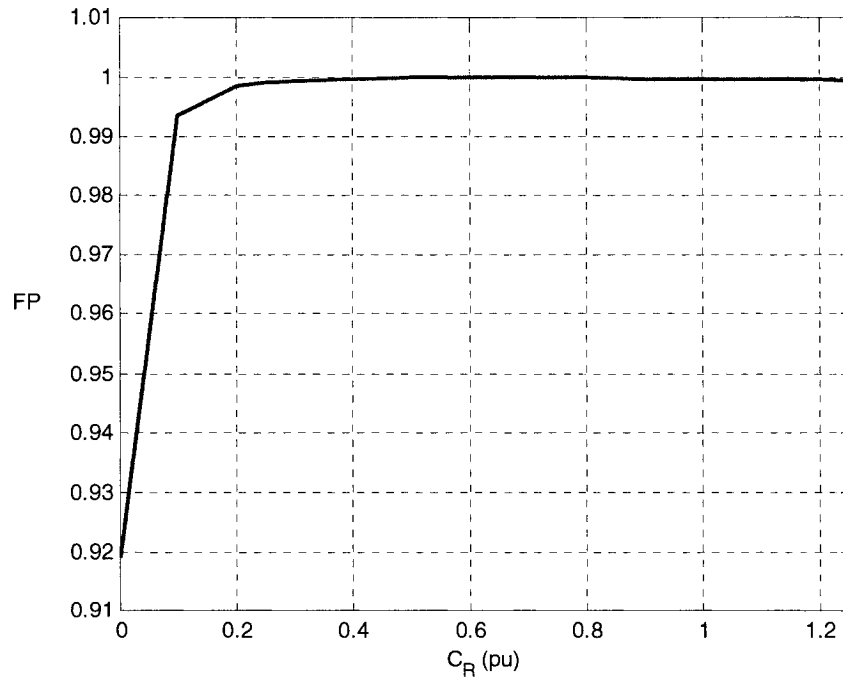


Figure 3.21: facteur de puissance pour $V_{rq} = -6.5$ V, pour différentes charges

3.3.1.5 Effet de V_{rq} sur le glissement

Afin de pouvoir comparer l'effet de V_{rq} par rapport au cas où le rotor est court-circuité, nous allons cette fois prendre la plage d'opération $V_{rq} \in [-7V; 0V]$. On devrait s'attendre à ce que le glissement soit quasiment constant dans cette plage d'opération. La Figure 3.22 nous confirme cela, le glissement étant à peu près constant à faible charge, et varie de moins de 0.5 % à pleine charge. On peut envisager un réglage direct de la puissance réactive par la grandeur V_{rq} , la vitesse n'étant que très peu influencée.

3.3.1.6 Effet de V_{rq} sur le courant rotorique

La Figure 3.23 montre que, dans la plage acceptable pour le facteur de puissance, le courant rotorique efficace varie peu, pour un couple donné (moins de 0.1 pu à pleine charge). Si l'on avait affiché les résultats sur la plage initiale d'opération, on aurait constaté que le courant rotorique suit la même allure en V que la puissance apparente au stator, mais le minimum correspond cette fois au cas où le rotor est court-circuité.

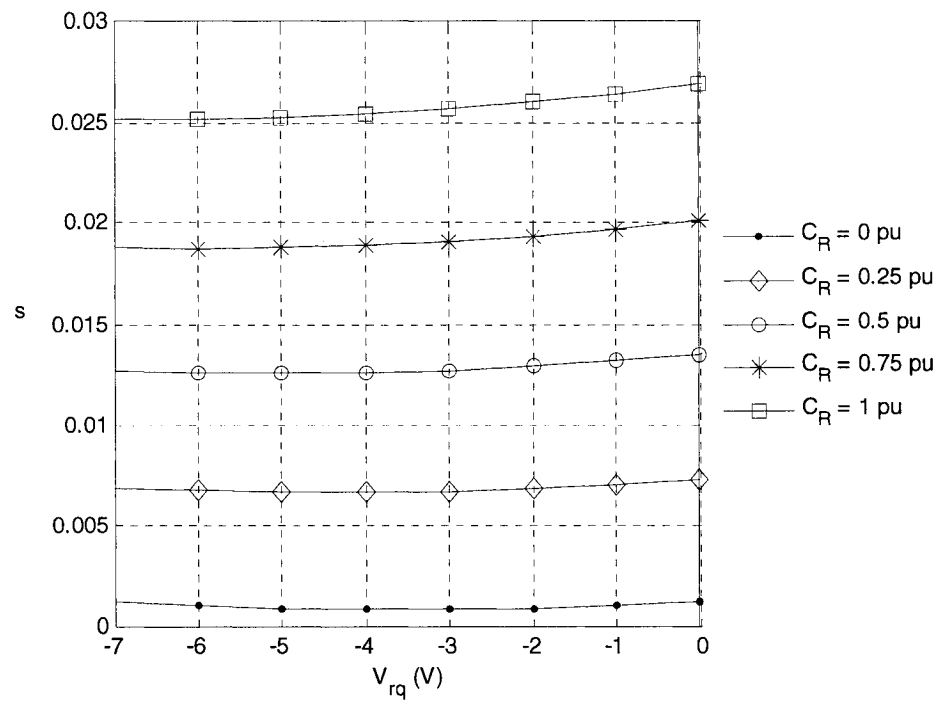


Figure 3.22: glissement en fonction de V_{rq} , pour différents couples

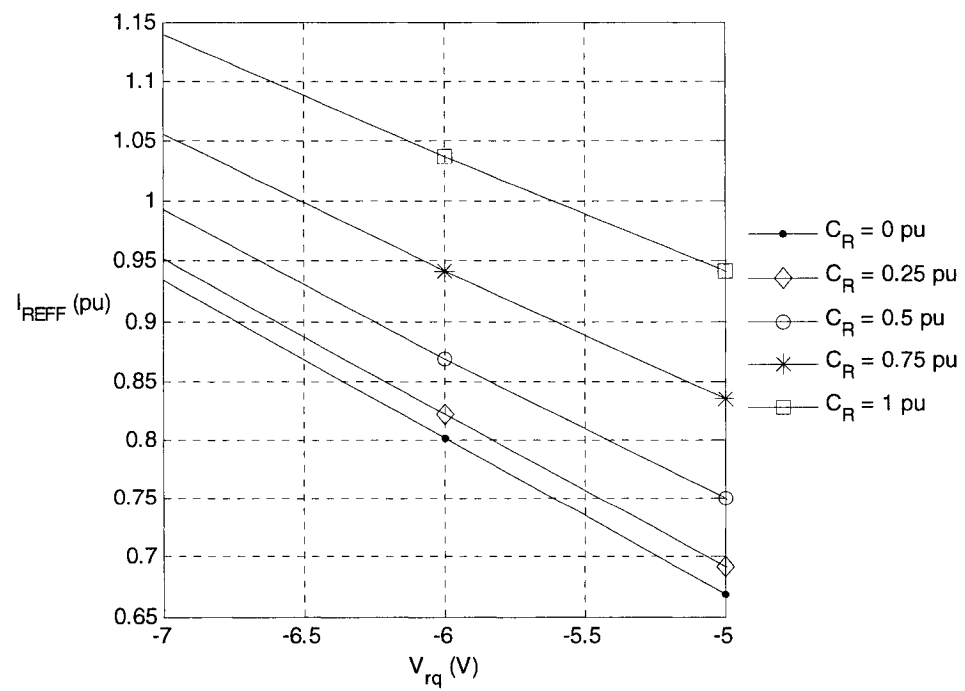


Figure 3.23: courant efficace rotorique en fonction de V_{rq} , pour différents couples

3.3.2 Conclusion

Dans cette partie, nous avons mis en lumière une plage d'opération pour V_{rq} , $V_{rq} \in [-6.65V; -6.4V]$, pour laquelle le facteur de puissance ne descend pas en dessous de 0.8 en mode moteur. Et pour cette même plage d'opération, le glissement est très peu affecté et la puissance apparente est minimale, restant même sous la barre de 0.8 pu à charge nominale. La tension V_{rq} apparaît comme un choix judicieux pour le réglage de la puissance réactive.

3.4 Réglage de la puissance réactive Q_S pour un fonctionnement à facteur de puissance unitaire et à glissement non contrôlé

Dans cette section, nous allons mettre à profit les observations de la partie précédente pour faire un réglage à valeur nulle de la puissance réactive pour différents couples de charge, de 0 à 1.25 pu. La tension V_{rd} est laissée nulle, de sorte qu'on laisse le glissement évoluer en fonction de V_{rq} .

3.4.1 Algorithme utilisé

L'algorithme utilisé est simple : on prend une valeur de référence de la puissance réactive (dans notre cas $Q_S = 0$ Var afin de fonctionner à facteur de puissance unitaire). Puis on ajuste V_{rq} jusqu'à ce que la valeur de la puissance réactive atteigne la valeur de référence, avec une certaine tolérance. Voici l'algorithme utilisé en pseudo-langage :

% initialisation des paramètres constants

Q_{S_REF} ; ϵ ; pas ; V_{rq_init} ;

Pour $C_R = 0 : 0.1 : 1.25$

faire simulation(fichier simulink)

$Q_S = Q_S$ (simulé);

Tant que $|Q_s - Q_{s_REF}| > \varepsilon$
 Ajuster V_{rq} ;
Refaire simulation(fichier simulink)
 $Q_s = Q_s$ (simulé);
Fin
 Charger valeurs dans vecteurs;
Fin

Dans notre cas d'étude, la tolérance choisie est de $\varepsilon = 1 \text{ Var}$, soit $\varepsilon = 2.7 \cdot 10^{-4} \text{ pu}$. Comme nous avons constaté que le réglage de Q_s par V_{rq} était très sensible, l'ajustement de V_{rq} se situe au niveau des mV. Cela peut sembler difficile à réaliser, mais la tolérance choisie est très faible. La machine fonctionne dans les modes moteur et générateur : $C_R \in [-1.25 \text{ pu}; 1.25 \text{ pu}]$

Nous analysons les résultats, en les comparant au cas où le rotor est court-circuité afin de faire ressortir les avantages que l'on peut tirer d'un tel réglage. Afin d'avoir une première idée du dimensionnement d'un convertisseur solidaire au rotor, nous allons également observer les échanges énergétiques au rotor.

3.4.2 Résultats de simulation sur les puissances au stator

3.4.2.1 Puissance réelle P_s

La Figure 3.24 compare la puissance réelle au stator lorsque le rotor est court-circuité et lorsqu'on effectue le réglage de la puissance réactive à l'aide de l'algorithme ci-dessus. Le signe négatif de la puissance correspond au mode générateur. Conformément aux observations des sections précédentes, cette grandeur n'est que peu affectée, quel que soit le couple de charge. Elle a cependant légèrement diminué, mais l'écart semble constant et égal à 0.1 pu. La Figure 3.25 montre l'écart entre les deux cas en mode moteur, $\Delta P_s = P_s^{CC} - P_s^{F.P=1}$. Celui-ci ne dépasse pas 4.3 % de la

puissance nominale. Le fonctionnement de la machine reste donc quasi inchangé de ce point de vue.

3.4.2.2 Puissance réactive Q_S

Les résultats du réglage apparaissent sur la Figure 3.26. Le résultat est tout à fait convaincant, puisque la puissance réactive est nulle, ce qui est conforme à l'objectif poursuivi. On vient donc de démontrer qu'il était possible de régler la puissance réactive au stator par action sur la tension rotorique V_{rq} .

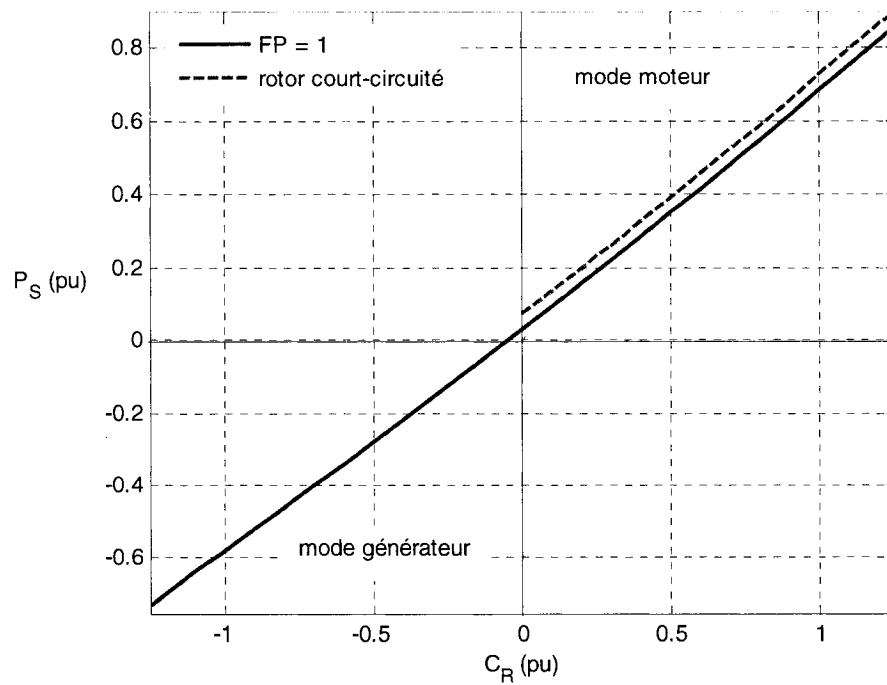
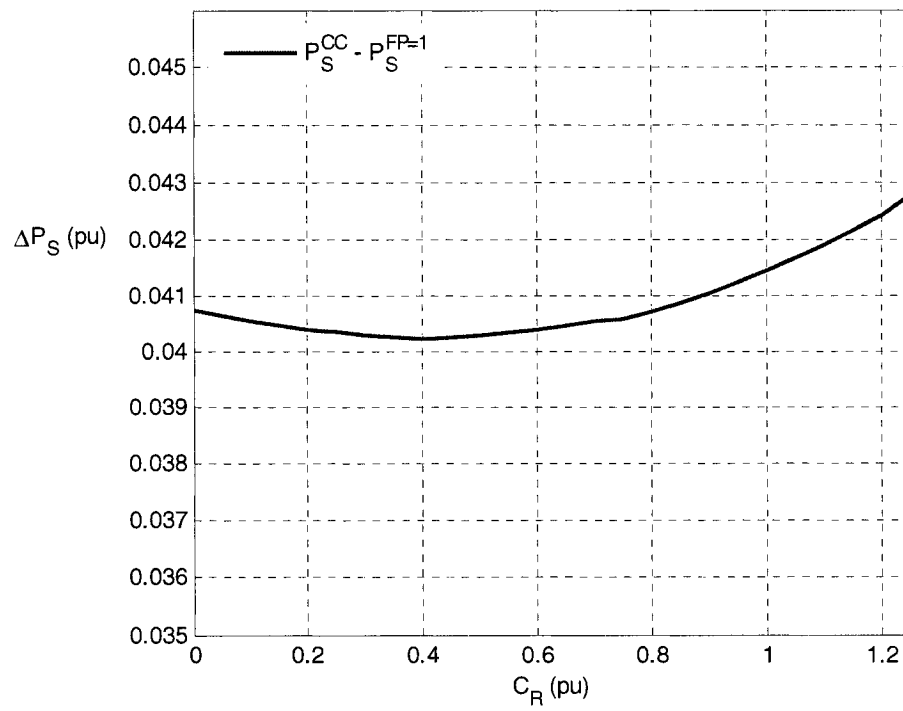
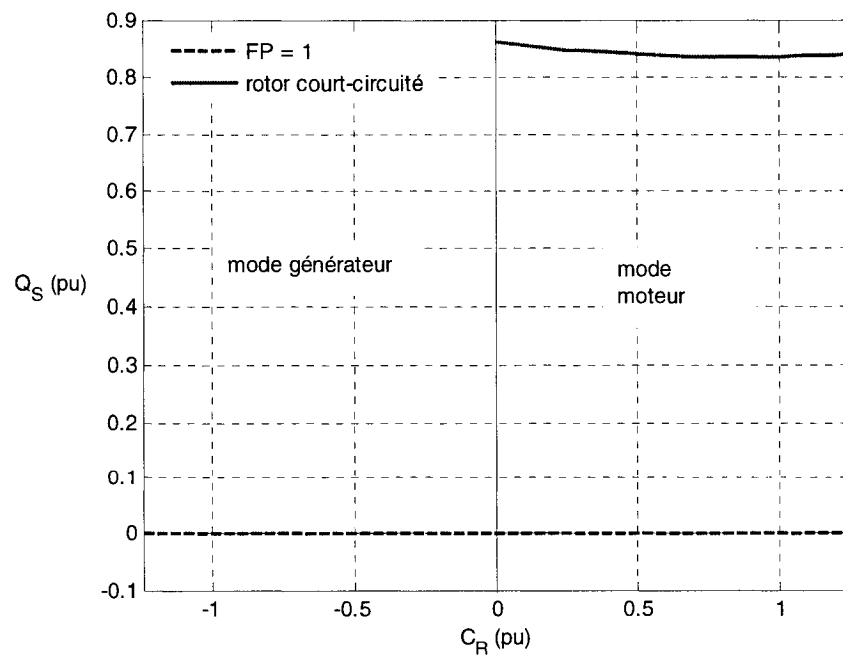


Figure 3.24 : comparaison de la puissance P_S au réglage $Q_S = 0$ Var

Figure 3.25 : différence ΔP_S Figure 3.26: comparaison de la puissance Q_S au réglage $Q_S = 0$ Var

3.4.2.3 Puissance apparente S_S

Au vu des réponses des puissances active et réactive, on devrait s'attendre à une chute de la puissance apparente au stator, car la puissance réelle est quasiment constante, mais la puissance réactive est devenue nulle. La Figure 3.27 confirme cette idée. La puissance apparente devient linéaire, puisqu'elle est égale à la puissance réelle.

Du point de vue des puissances au stator, le réglage de la puissance réactive est très concluant.

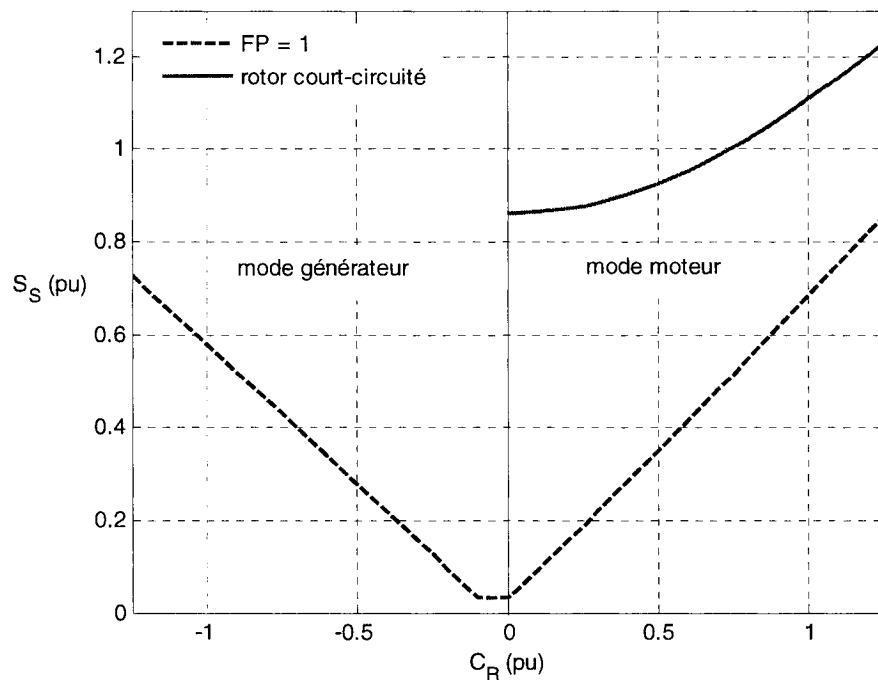


Figure 3.27: réponse de la puissance S_S au réglage $Q_S = 0$ Var

3.4.3 Résultats de simulation sur les puissances au stator

On rappelle (Figure 2.2) que la convention adoptée est une convention générateur (courants entrants), par conséquent une puissance positive est une puissance injectée.

3.4.3.1 Puissance réelle P_R

La Figure 3.28 montre la puissance réelle transitée au rotor. Le signe positif signifie que la puissance est injectée au rotor. On voit que celle-ci est affectée de façon négligeable en valeur absolue par rapport à celle consommée au stator.

3.4.3.2 Puissance réactive Q_R

La Figure 3.29 montre la valeur de la puissance réactive au rotor. Le fait qu'elle soit positive montre qu'elle est injectée au stator via l'entrefer. Mais, vu du stator, l'injection est $Q_R^s = \frac{Q_R}{s}$. L'injection ou transit de puissance réactive au rotor est donc très faible,

en autant que le glissement soit lui aussi faible. L'injection de puissance réactive est assez proche d'une caractéristique linéaire dans chaque mode.

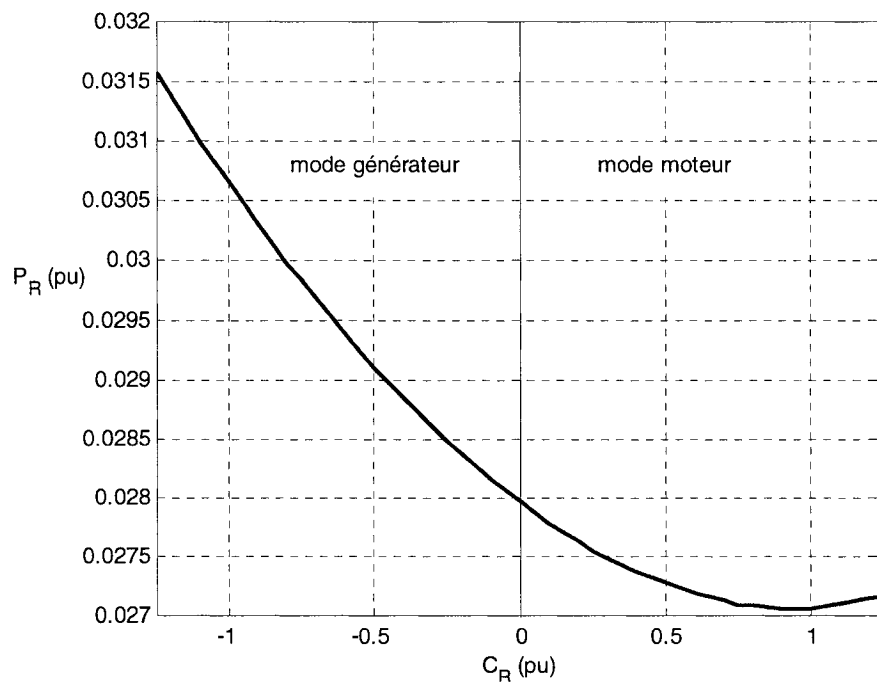


Figure 3.28 : réponse de la puissance P_R au réglage $Q_S = 0$ Var

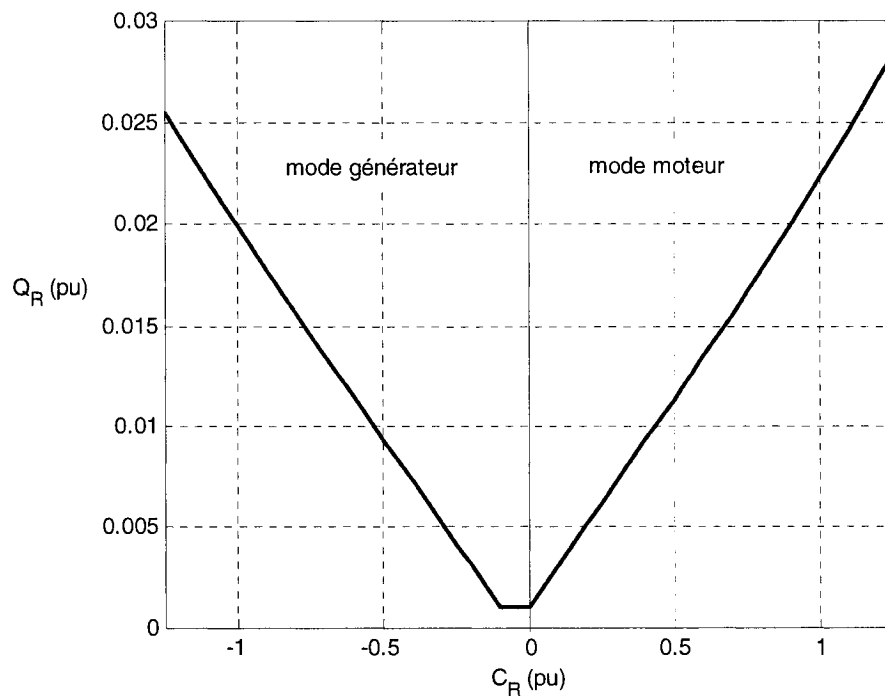


Figure 3.29 : réponse de la puissance Q_R au réglage $Q_S = 0$ VAR

3.4.3.3 Puissance apparente S_R

La puissance apparente au stator devrait donc être très faible, comparée à la valeur nominale S_N . Et en effet, d'après la Figure 3.30 elle ne dépasse pas 0,055 pu, même en surcharge (0.045 pu à charge nominale). Cela nous donne une indication importante sur le dimensionnement du convertisseur statique associé au rotor.

3.4.4 Réponse des autres grandeurs

3.4.4.1 Réponse du rendement

La Figure 3.31 montre le comportement du rendement lors du réglage de Q_S . Sachant que la puissance réactive est nulle, les pertes magnétiques le sont également, et les pertes Joules au stator ont diminué aussi du fait de la diminution du courant efficace appelé par le moteur. En outre, la puissance électrique au stator a diminué et la puissance mécanique disponible a augmenté (à cause de la diminution du glissement). Le rendement a donc nettement augmenté. L'augmentation est considérable, puisqu'on note un gain de 5 %.

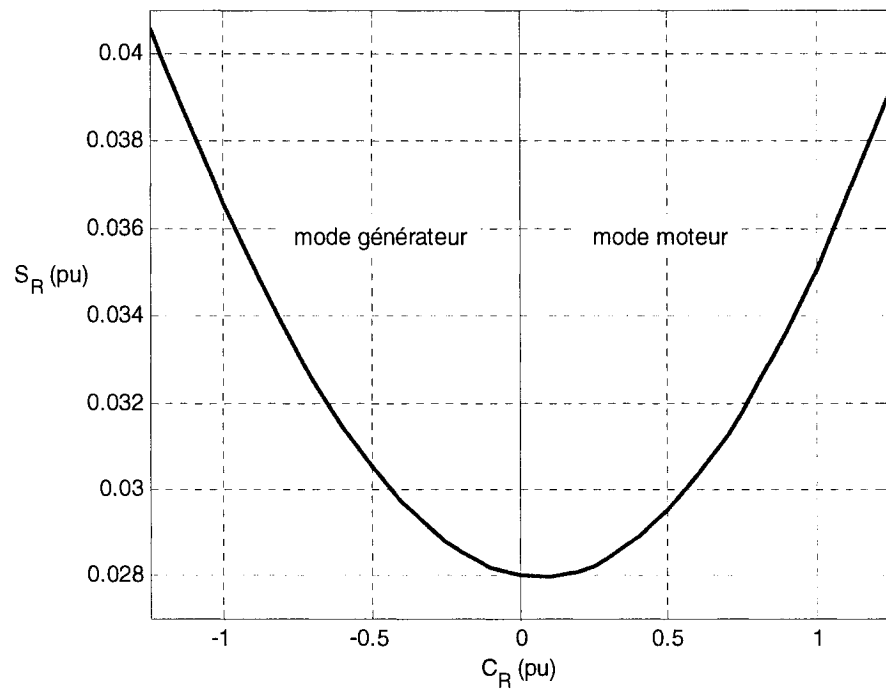


Figure 3.30 : réponse de la puissance S_R au réglage $Q_S = 0$ Var

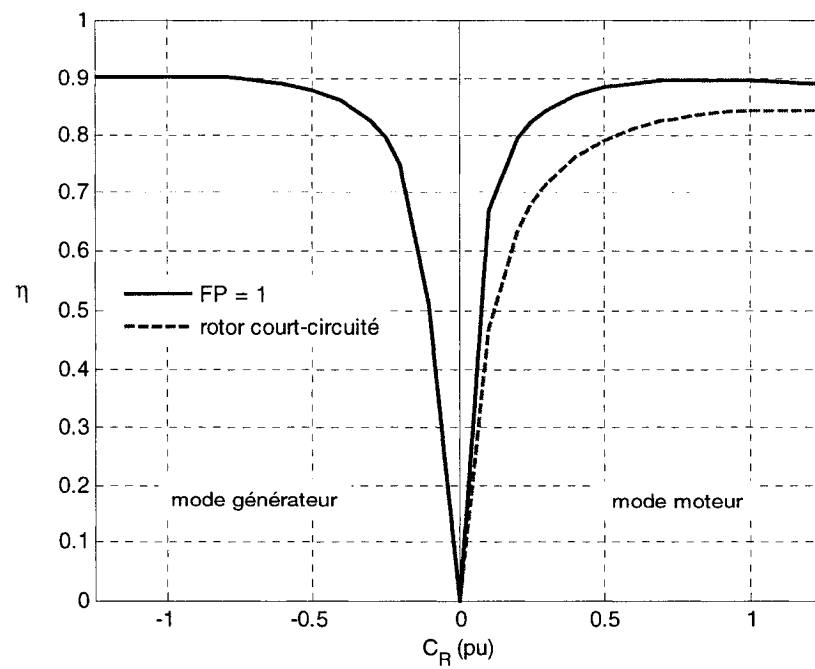


Figure 3.31 : réponse du rendement au réglage $Q_S = 0$ Var

3.4.4.2 Facteur de puissance

Si la puissance réactive est nulle, le facteur de puissance doit être unitaire. Cela est confirmé à la Figure 3.32.

3.4.4.3 Glissement

Le glissement a lui légèrement diminué, ce qui signifie que la machine a une vitesse à l'arbre supérieure, surtout pour des charges élevées (Figure 3.33). Cela explique l'augmentation du rendement, la vitesse mécanique ayant augmenté et la puissance électrique ayant légèrement diminué. En mode générateur, le glissement est négatif car la vitesse est devenue hypersynchrone.

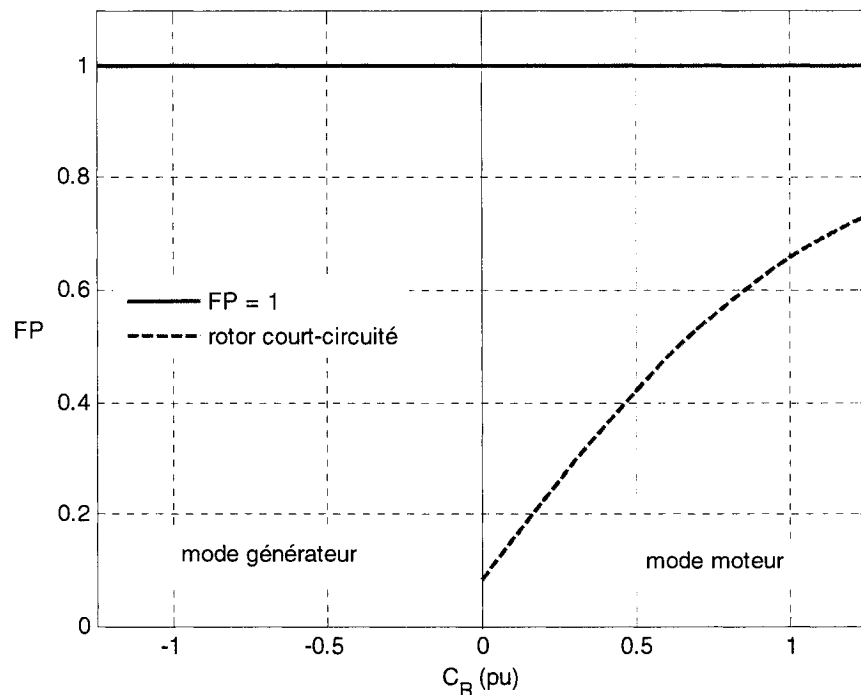


Figure 3.32 : réponse du facteur de puissance au réglage $Q_s = 0$ Var

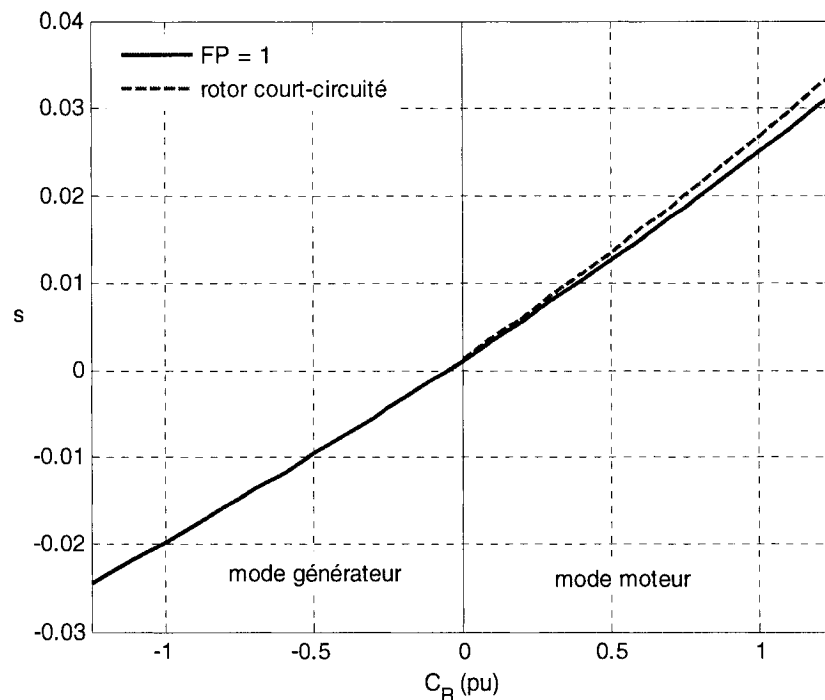


Figure 3.33 : réponse du glissement au réglage $Q_s = 0$ VAR

3.4.4.4 Courant rotorique efficace

la Figure 3.34 montre l'évolution du courant rotorique efficace. Il a considérablement augmenté, de l'ordre de 20 %, ce qui est normal car c'est l'action de la source qui produit un courant capacitif. Toutefois l'augmentation du courant rotorique (qui se traduit par des pertes Joules accrues) se traduit par une réduction appréciable du courant statorique. L'effet global est une réduction nette des pertes Joules de la machine.

3.4.4.5 Lieu de réglage de V_{rq}

Enfin, la Figure 3.35 montre le lieu de réglage de V_{rq} qui permet d'obtenir une puissance réactive nulle. Deux points importants sont à relever ici. Premièrement, à pleine charge, la puissance réactive est passée de 3080 VARS (0.83 pu) à 0 VAR, avec une tension rotorique égale à 6.6 V environ en valeur absolue. Cela donne un ratio à peu près égal à 467 VARS par Volt, soit 0.126 pu / V, ce qui est considérable. Deuxièmement, une fois la valeur $Q_s = 0$ pu atteinte, la variation de V_{rq} n'est que de 0.6 V pour couvrir tous les couples de charge, de 0 à 1.25 pu !

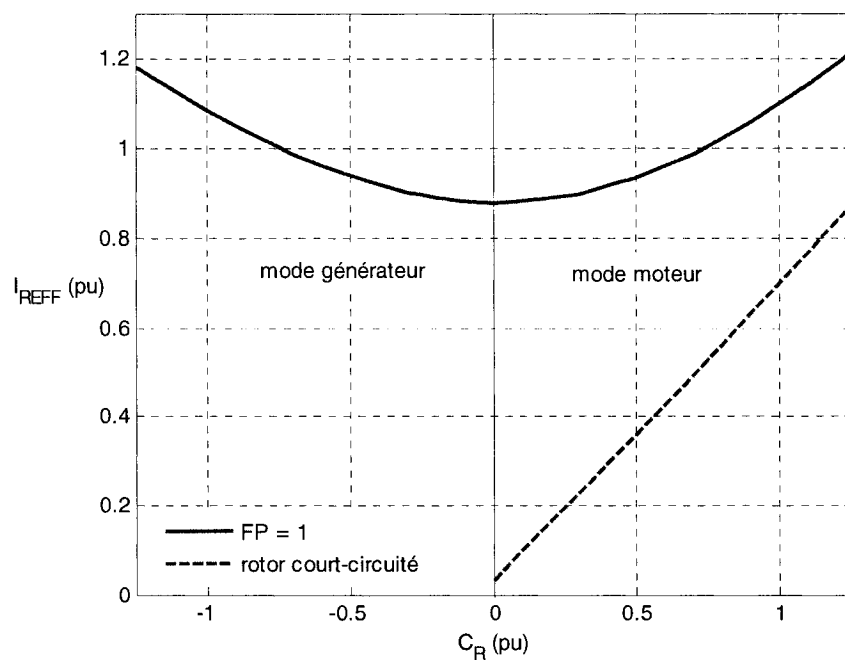


Figure 3.34 : réponse du courant rotorique au réglage $Q_s = 0$ VAR

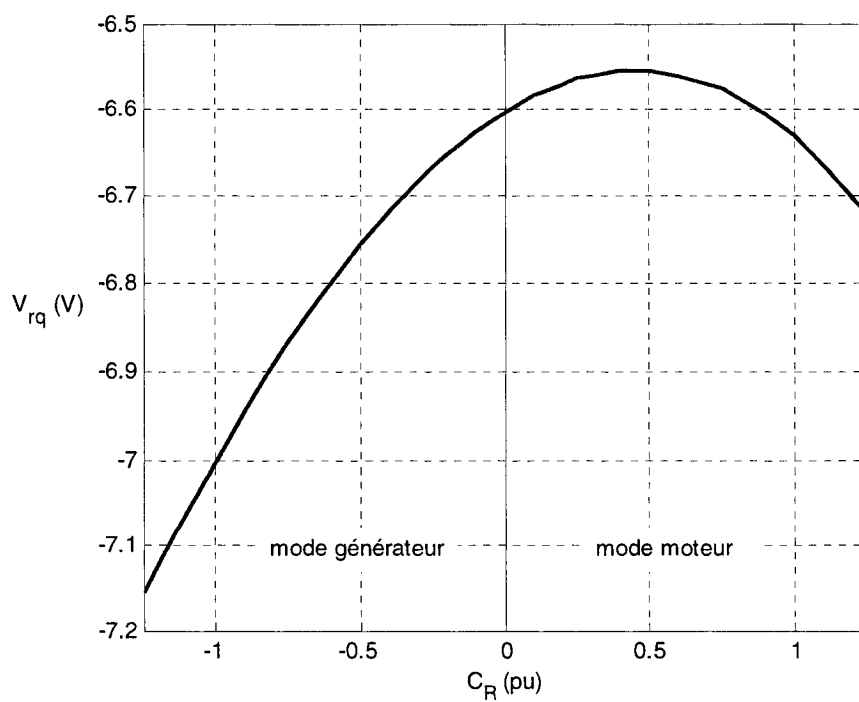


Figure 3.35 : lieu de réglage de V_{rq}

3.4.5 Conclusion

Nous avons montré dans cette partie qu'un réglage de la puissance réactive était possible, efficace et relativement facile à mettre en œuvre par action sur la tension rotorique V_{rq} . La puissance réelle au stator a certes baissé, mais cette variation est faible, environ 1.5 % à charge nominale. Le rendement est légèrement plus élevé et le facteur de puissance est unitaire. En revanche, on note une légère différence au niveau du glissement, qui se fait surtout ressentir à charge élevée. Mais d'après les observations faites à la section 3.3, il est envisageable de régler le glissement grâce à la tension V_{rd} . C'est l'objet de la prochaine section de ce travail.

3.5 Opération à facteur de puissance unitaire et à glissement contrôlé

On souhaite dans cette section continuer à opérer la machine à facteur de puissance unitaire, tout en réglant le glissement. On prendra comme référence le glissement lorsque le rotor est court-circuité. Pour le réglage de la puissance réactive, on se place sur le lieu de réglage de la Figure 3.35 dans un premier temps. Nous verrons si, en faisant cela, le facteur de puissance est affecté ou non.

Le principe de réglage du glissement à l'aide de la tension V_{rd} , se fait de façon similaire au réglage de la puissance réactive et de l'algorithme proposé. La tolérance utilisée est de $10^{-4} s_N$. Afin d'étudier l'efficacité du réglage, on va comparer le fonctionnement à glissement contrôlé et à glissement non contrôlé, pour un facteur de puissance unitaire.

3.5.1 Résultats sur les puissances électriques au stator

3.5.1.1 Puissance réactive Q_s

Nous allons commencer par la puissance réactive, *a priori* la plus susceptible d'être affectée par ce réglage. La Figure 3.36 montre qu'effectivement, la puissance réactive a augmenté. Mais cette augmentation est négligeable, puisque la valeur de la

puissance réactive est seulement égale à 4.10^{-3} pu, soit 14 Vars. Le facteur de puissance ne devrait pas en être affecté.

3.5.1.2 Puissance réelle P_s et puissance apparente S_s

Nous avons déjà observé précédemment que la tension V_{rd} n'avait que peu d'influence sur les puissances électriques au stator. La Figure 3.37 montre la réponse de la puissance réelle P_s au réglage du glissement. Il apparaît que ce réglage n'a strictement aucune influence sur la puissance réelle, car les deux courbes (fonctionnement à glissement non contrôlé et à glissement contrôlé) sont confondues. Comme la puissance réelle est inchangée et que la puissance réactive reste très faible en valeur absolue, il est certain que la puissance apparente est inchangée. La Figure 3.38 confirme cela. Par conséquent, le facteur de puissance reste unitaire.

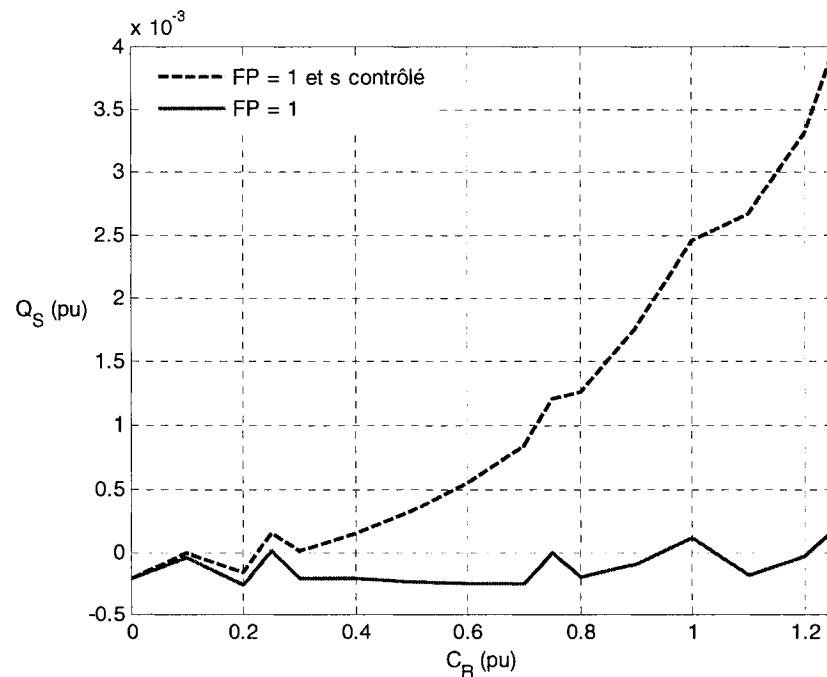


Figure 3.36 : puissance réactive lors du réglage du glissement

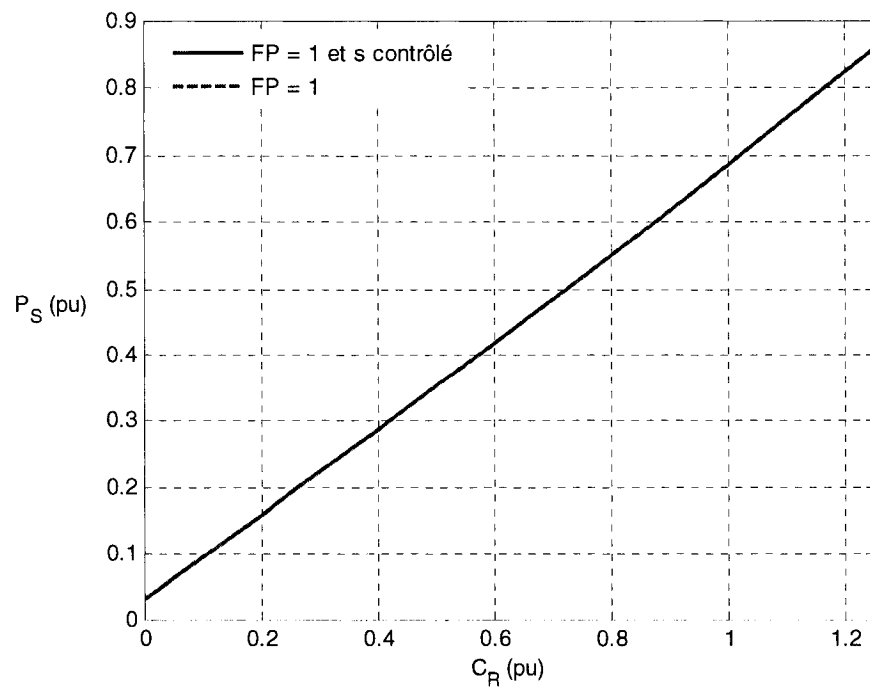


Figure 3.37 : puissance réelle lors du réglage du glissement

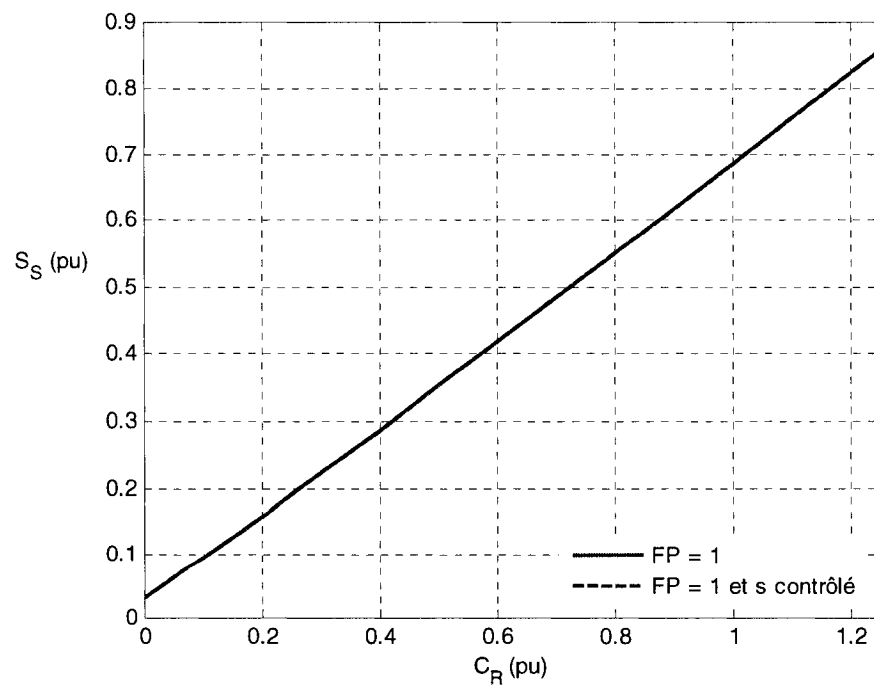


Figure 3.38 : puissance apparente S_S lors du réglage du glissement

3.5.2 Résultats sur les puissances au rotor

3.5.2.1 Puissance réelle P_R

La Figure 3.39 montre que l'injection de puissance réelle diminue par rapport au cas précédent où l'on fonctionnait à facteur de puissance unitaire et à glissement non contrôlé. La quantité mise en jeu reste cependant faible, puisque la variation sur toute la plage de fonctionnement est de 0.3 % de la puissance nominale. Le fait que la puissance est injectée au rotor explique la légère diminution de la puissance réelle consommée au stator.

3.5.2.2 Puissance réactive Q_R

La puissance réactive injectée du rotor vers le stator (Figure 3.40) augmente, ce qui explique que la puissance réactive au stator ait légèrement augmenté. La différence est très faible.

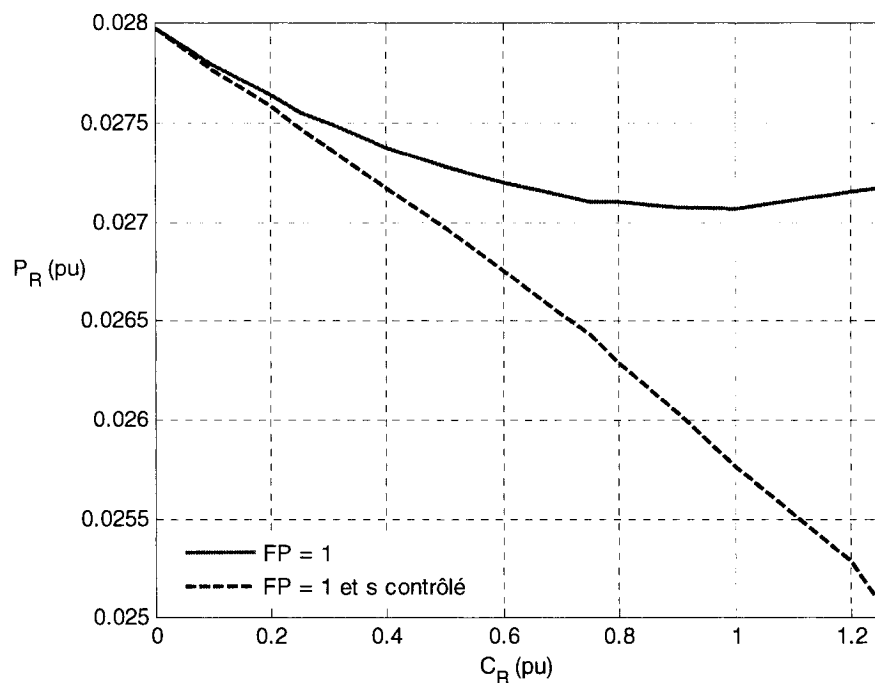


Figure 3.39 : puissance réelle au rotor lors du réglage du glissement

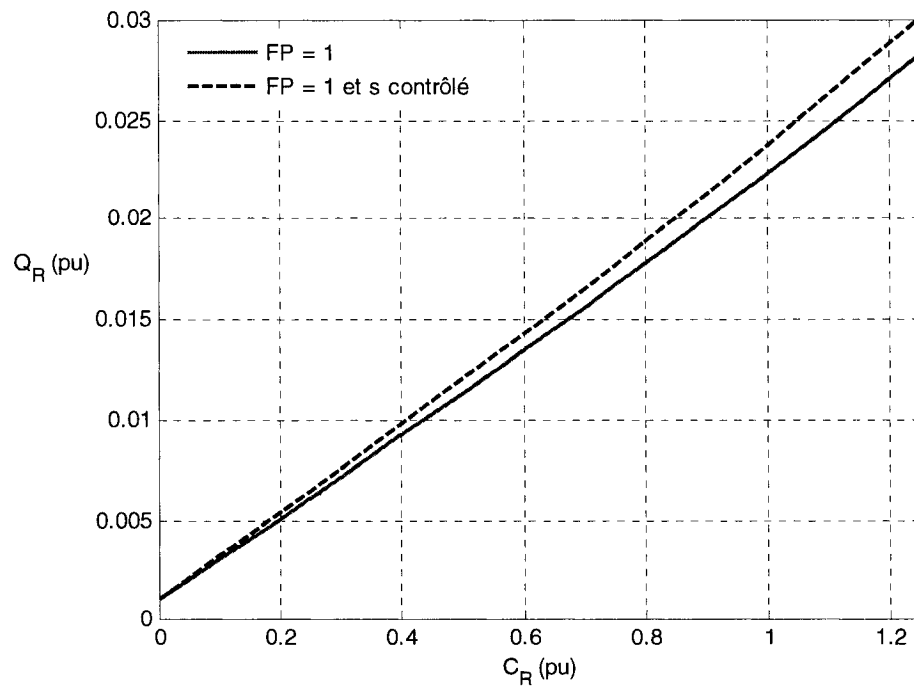


Figure 3.40 : puissance réactive Q_R lors du réglage du glissement

3.5.2.3 Puissance apparente S_R

La puissance apparente au rotor (Figure 3.41) reste la même par rapport au cas précédent. On peut donc conclure que le réglage du glissement n'a quasiment pas d'impact dans le dimensionnement du convertisseur rotorique. Celui-ci doit supporter environ 4 % de la puissance nominale.

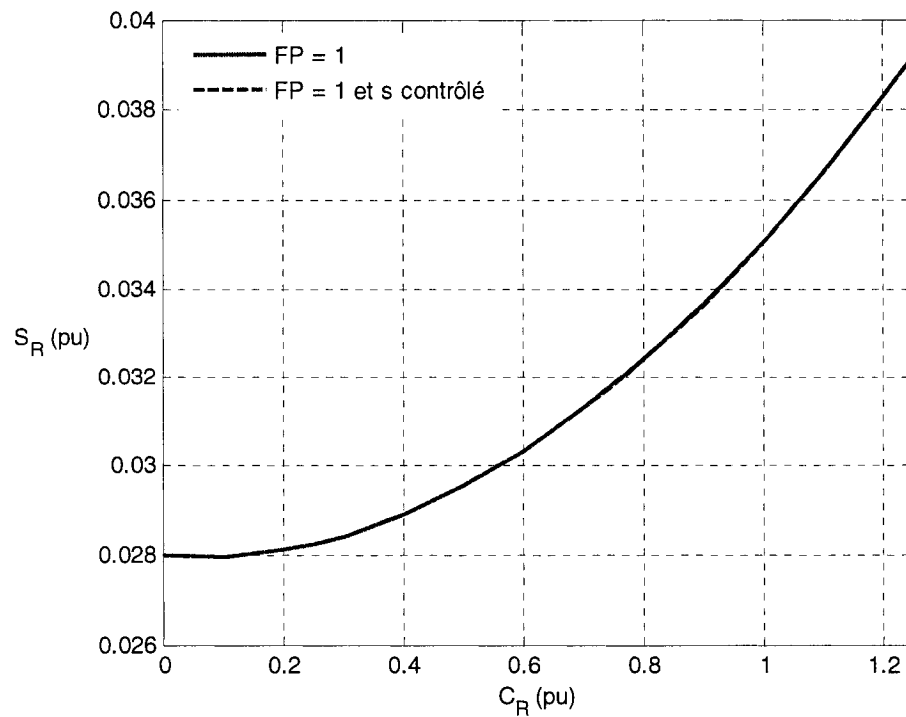


Figure 3.41 : puissance apparente S_R lors du réglage du glissement

3.5.3 Résultat sur les autres grandeurs

3.5.3.1 Glissement

Nous allons comparer le glissement obtenu lors du réglage à celui lorsque le rotor est court-circuité, puisque c'est ce glissement là qui a été pris comme référence. La Figure 3.42 montre que le réglage approprié de V_{rd} mène à deux courbes parfaitement confondues... On vient donc de démontrer qu'il est possible de régler le glissement, pour n'importe quel niveau de charge, par action sur la tension V_{rd} .

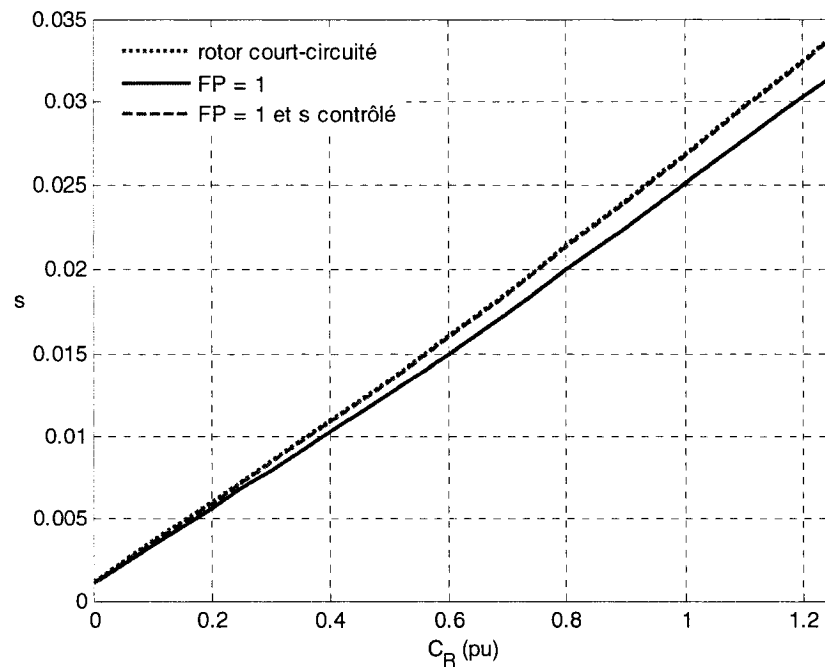


Figure 3.42 : glissement régulé

3.5.3.2 Rendement

La Figure 3.43 montre que le rendement est sensiblement égal au cas précédent (on note en fait une augmentation de l'ordre de $3.5 \cdot 10^{-4}$). Or la puissance mécanique disponible devrait avoir légèrement diminué puisque la vitesse a diminué. Mais cette diminution est faible, puisque le glissement n'a augmenté que de 0.5 % en surcharge, soit une diminution de vitesse mécanique de 1.88 rd/s. On en conclut qu'un réglage du glissement n'a que très peu d'influence sur le rendement, celui-ci étant bien plus affecté par le réglage de la puissance réactive.

3.5.3.3 Courant rotorique efficace

La Figure 3.44 montre que le courant rotorique efficace n'est pas affecté par ce réglage. Les pertes Joules au rotor sont donc identiques. La diminution de puissance réelle au rotor doit alors s'expliquer par une diminution de la valeur de V_{rd} , la puissance réelle au rotor étant calculée comme suit :

$$P_R = V_{rd} i_{rd} + V_{rq} i_{rq}$$

C'est ce que nous allons vérifier maintenant.

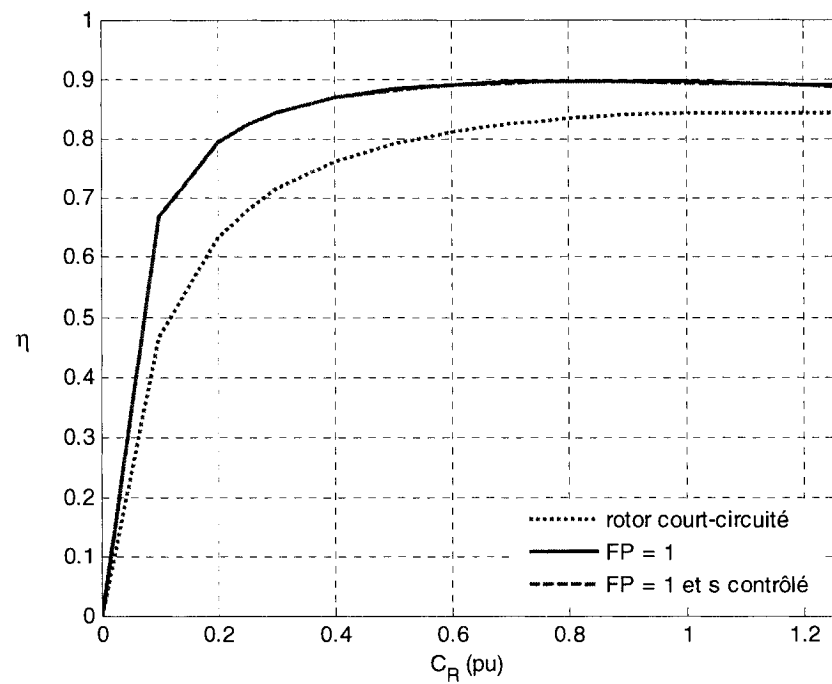


Figure 3.43 : rendement lors du réglage du glissement

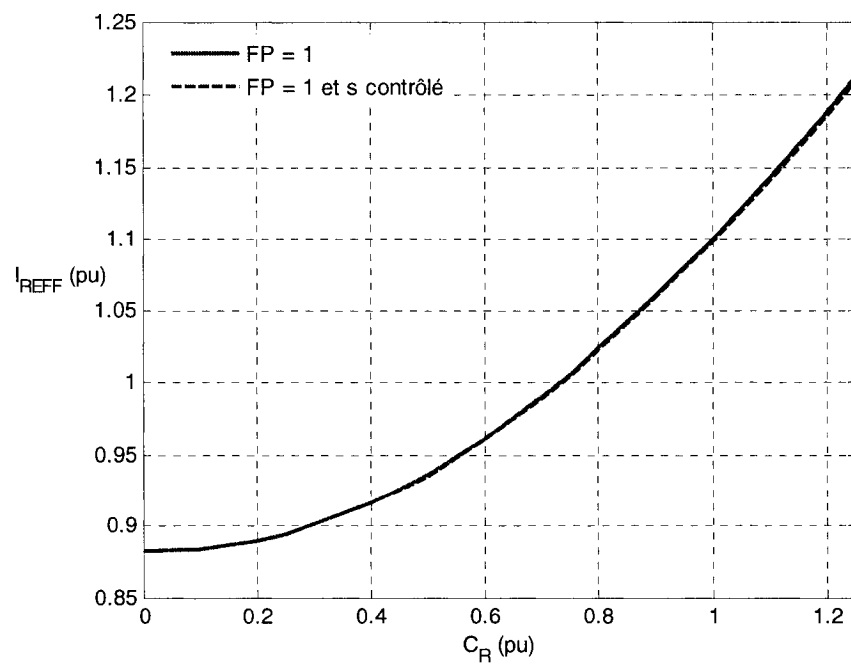


Figure 3.44 : courant rotorique efficace lors du réglage du glissement

3.5.3.4 Lieu de réglage de V_{rd}

La Figure 3.45 montre le lieu de réglage de V_{rd} . Il semble lui aussi quasi linéaire, sauf en faible charge (au-dessous de 0.1 pu) et en surcharge (au-dessus de 1.05 pu). Je ne m'explique pas ce phénomène, mais on peut se contenter d'exploiter la partie linéaire de la courbe, qui couvre plus de 90 % de la plage opérationnelle de la machine. La courbe est de pente négative, ce qui confirme le résultat sur la puissance réelle.

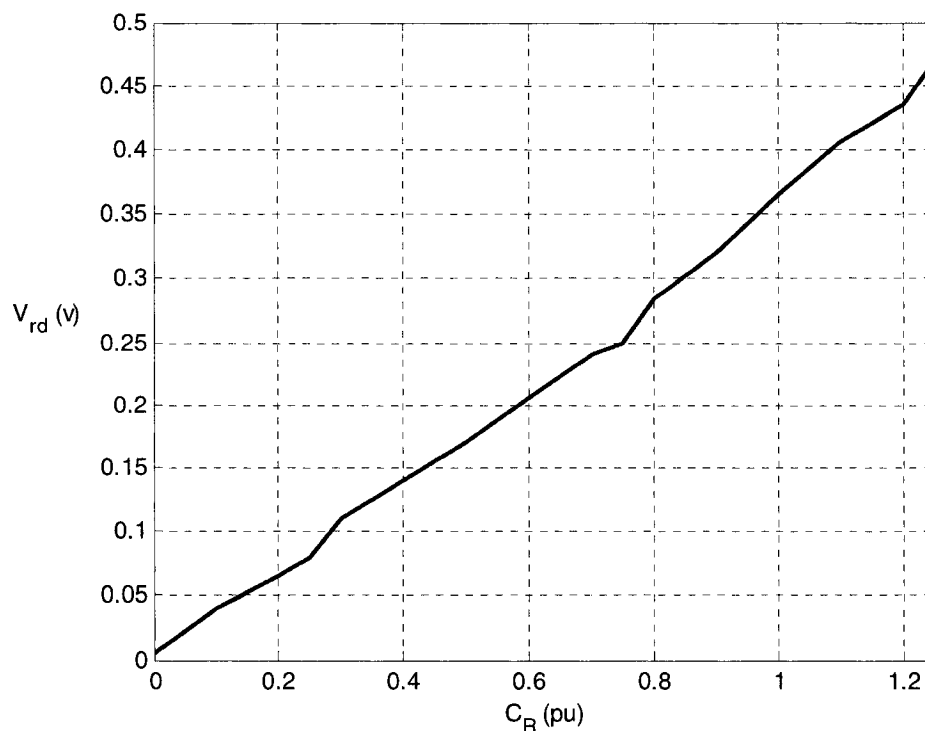


Figure 3.45 : lieu de réglage de V_{rd} pour F.P = 1 et s contrôlé

3.6 Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons étudié l'influence des tensions V_{rq} et V_{rd} sur les puissances électriques au stator, au rotor, le rendement, le facteur de puissance, le glissement et le courant rotorique efficace. Après les premiers tests, il est apparu que la tension V_{rq} est appropriée pour régler la puissance réactive (donc le facteur de puissance) et la tension V_{rd} appropriée pour régler le glissement, ainsi que le rendement.

Ensuite, nous avons mis en évidence une plage de réglage réaliste pour la tension V_{rq} , qui permet de maintenir le facteur de puissance au-dessus de 0.8. Cette plage étant très réduite, cela laisse anticiper un réglage sensible.

Ce réglage a été effectué, et les résultats ont été concluants. Deux éléments essentiels sont à rappeler ici. D'une part, le réglage de la puissance réactive est très sensible, puisqu'on a observé une pente de réglage d'environ 450 VARs / V. D'autre part, ce réglage est quasiment indépendant du couple de charge. On pourrait presque envisager de calculer une valeur optimale de V_{rq} , qui permettrait de maintenir le facteur de puissance près de l'unité quel que soit la charge.

Enfin, on a démontré qu'il est possible de régler le glissement (et donc la vitesse du moteur) de manière aisée par la tension V_{rd} . En outre, le contrôle puissance réactive / glissement est presque découplé, ce qui laisse entrevoir des méthodes de réglage plus faciles à mettre en œuvre. Le Tableau 3.1 résume les plages de réglages dégagées dans ce Chapitre, dans les modes moteur et générateur.

$\{V_{rq}(V)/\forall C_R \in [0,1], S_S \leq 1.1S_N\}$	$V_{rq} \in [-13;0]$
$\{V_{rq}(pu)/\forall C_R \in [0,1], S_S \leq 1.1S_N\}$	$V_{rq} \in [-0.0577;0]$
$\{V_{rq}(V)/\forall C_R \in [0,1], FP \geq 0.8\}$	$V_{rq} \in [-6.65;-6.4]$
$\{V_{rq}(pu)/\forall C_R \in [0,1], FP \geq 0.8\}$	$V_{rq} \in [-0.032;-0.0308]$
$\{V_{rq}(V)/\forall C_R \in [-1.25;1.25], Q_S = 0VAR, \varepsilon = 1VAR\}$	$V_{rq} \in [-7.155;-6.7225]$
$\{V_{rq}(pu)/\forall C_R \in [-1.25;1.25], Q_S = 0VAR, \varepsilon = 1VAR\}$	$V_{rq} \in [-0.0344;-0.0315]$
$\{V_{rd}(V)/\forall C_R \in [0;1.25], s_{FP=1} = s_{CC}\}$	$V_{rd} \in [0.005;0.47]$
$\{V_{rd}(pu)/\forall C_R \in [0;1.25], s_{FP=1} = s_{CC}\}$	$V_{rd} \in [0.000024;0.0023]$

Tableau 3.1 : plages de réglages des tensions rotoriques pour la machine 3 hp

Dans le prochain Chapitre, nous adopterons cette méthode de réglage avec une machine de grande puissance (11000 hp) dans l'environnement EMTP, afin d'en vérifier la justesse. Nous étudierons également l'influence d'un réseau "réel" sur ce réglage.

Chapitre 4 : Validation du réglage sous EMTP

Dans ce chapitre, nous comparerons notre modèle à celui déjà existant dans la librairie « machines.clf » afin de valider son comportement face à un modèle reconnu. Nous effectuerons ensuite un réglage identique à celui fait au Chapitre 3, mais sur une machine de grande puissance.

4.1 Essais avec le modèle de machine existant déjà dans la librairie « machines.clf »

Dans cette partie, on utilise un modèle de machine « asynchronous machine », déjà développé sous EMTP, et utilisé couramment (entre autres) par Hydro-Québec pour la simulation de comportements de réseaux. La machine considérée a une puissance nominale de 11000 HP, soit 8.2 MW. Les paramètres sont donnés au Tableau 4.1. Ils sont également donnés en Annexe B dans l'environnement Matlab.

Puissance nominale (à l'arbre, en hp)	11000
Tension d'alimentation nominale (kVRMSLL)	6.6
Fréquence (Hz)	60
Nombre de pôles	4
Résistance statorique R_s (Ω)	0.02453
Inductance de fuite au stator L_{ls} (H)	0.0009132
Inductance mutuelle d'axe d L_{md} (H)	0.04413
Inductance mutuelle d'axe q L_{mq} (H)	0.04413
Résistance statorique R_r (Ω)	0.10948
Inductance de fuite au rotor L_{lr} (H)	0.0009130
Inertie J (kg.m ²)	1200
Mode de connection au stator	Y mis à la terre

Tableau 4.1 : paramètres de la machine 11000 hp sous EMTP

Le principe de ces tests sera identique à celui du Chapitre 2 : premièrement le comportement en mode synchrone sera étudié, puis des tests seront effectués sur les grandeurs de commande que sont les tensions rotoriques V_{rd} et V_{rq} , notées V_{D1} et V_{Q1} respectivement dans EMTP. Partant de ces essais, nous essaierons de déterminer une

première loi de commande permettant un réglage de la puissance réactive de la machine. La saturation est toujours négligée dans cette étude.

4.1.1 Essais en mode synchrone

Pour ces essais, une source de tension continue est placée au rotor de la machine. Une tension positive est connectée sur la phase A, une tension nulle sur la phase B et une tension négative (de même valeur absolue que celle sur la phase A) est branchée sur la phase C, afin de permettre la circulation d'un courant continu entre les phases A et C. Le rotor de la machine joue ainsi le rôle d'inducteur, comme dans une machine synchrone. La Figure 4.1 montre le montage utilisé pour ces essais. Les sources branchées sont de type « V controlled », qui sont ajustées par un signal de commande arbitraire. Dans ce circuit, les commandes *conta*, *contb* et *contc* correspondent à des valeurs constantes, appliquées à $t = 0$ s.

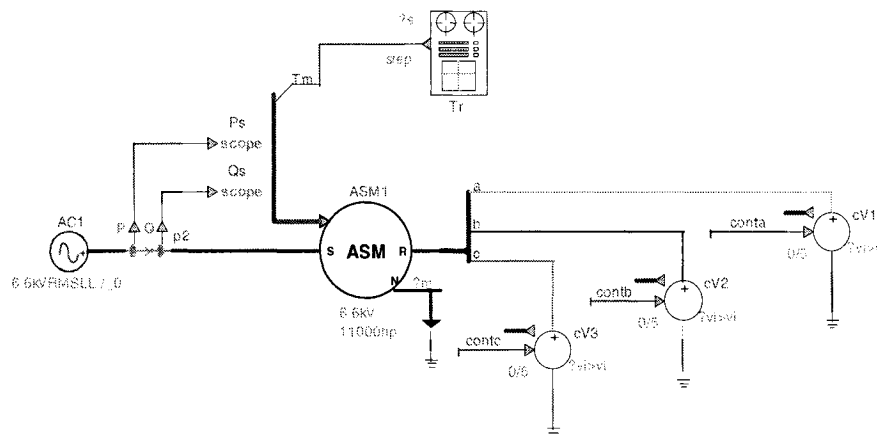


Figure 4.1 : circuit pour les essais synchrones

Pour des couples de charge différents (0 pu, 0.5 pu et 1 pu), un courant rotorique est injecté, et on mesure les puissances électriques au stator, ainsi que les courants rotoriques et statoriques. Les résultats sont affichés dans le système *per unit* (pu) et le tableau récapitulatif des valeurs de base est donné en Annexe B. Comme dans le Chapitre 2, on remarque d'abord que la machine a besoin d'un courant rotorique minimal pour fonctionner en mode synchrone.

Dans un second temps, plusieurs essais successifs sont menés, afin d'observer le comportement de la puissance réactive et du courant efficace au stator en fonction du courant continu appliqué. La Figure 4.2 et la Figure 4.3 montrent les résultats de ces essais.

On retrouve bien les courbes caractéristiques d'une machine synchrone. La machine asynchrone à rotor bobiné est donc aussi bien capable de fournir que d'absorber de la puissance réactive, et ceci quel que soit le couple de charge.

En conclusion on peut affirmer que le comportement de la MAS-RB en mode synchrone a été validé sous deux environnements différents. Dans ce mode de fonctionnement, le modèle élaboré sous Matlab / Simulink fonctionne correctement. Nous allons maintenant tester cela en mode asynchrone.

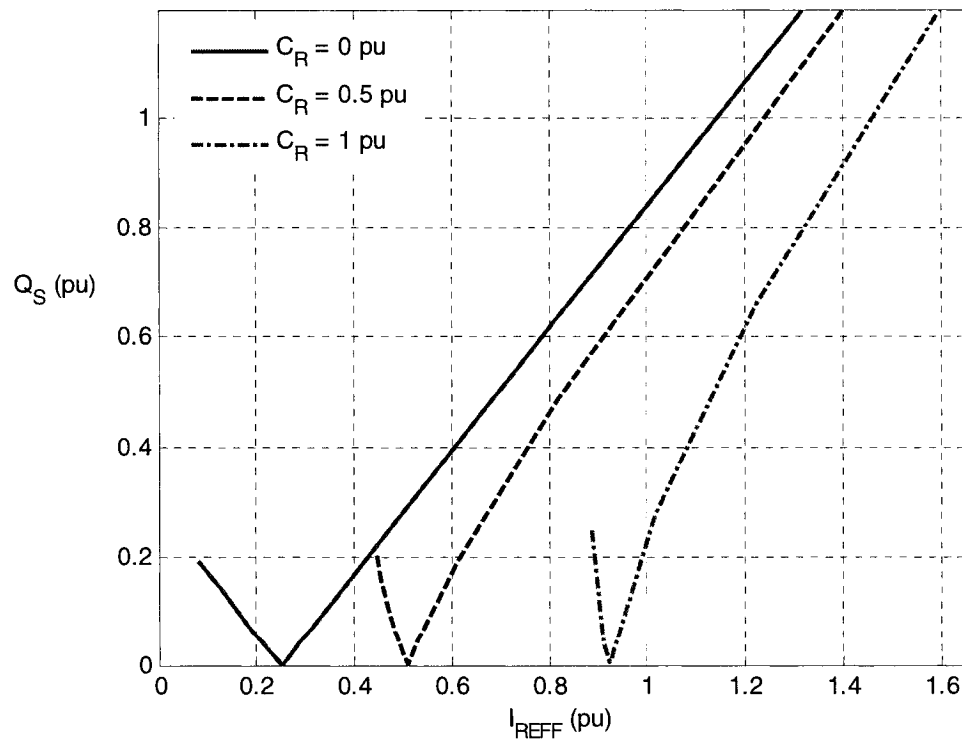


Figure 4.2 : comportement réactif en mode synchrone (puissance réactive au stator)

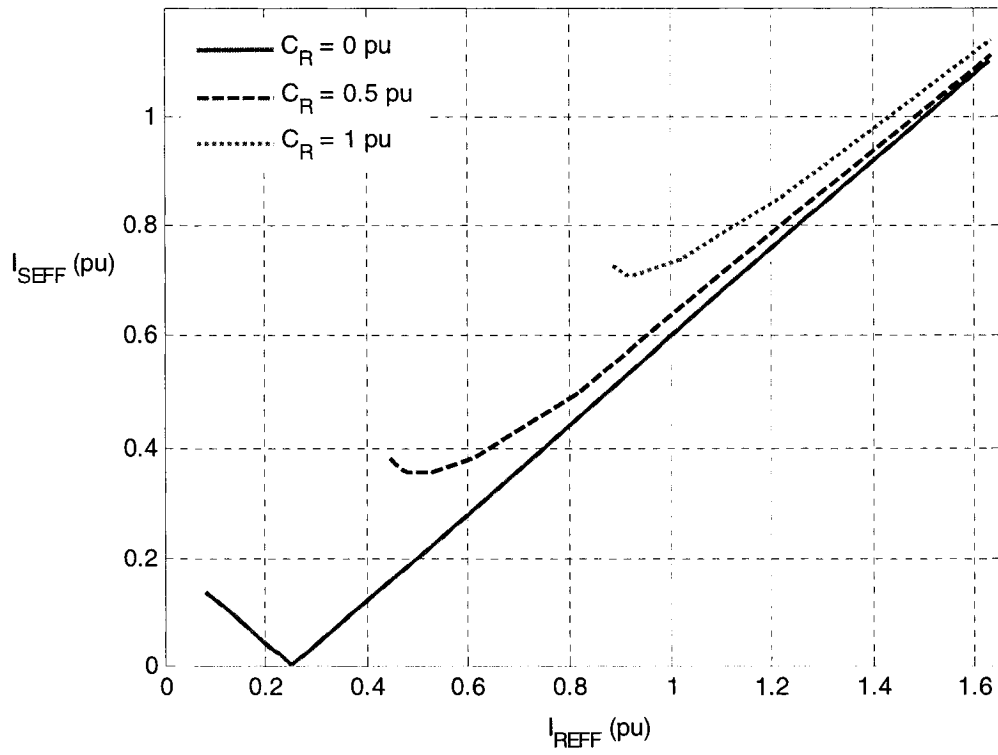


Figure 4.3 : comportement réactif en mode synchrone (courant efficace au stator)

4.1.2 Essais en mode asynchrone

On va maintenant effectuer, avec ce modèle de machine, les mêmes essais effectués dans l'environnement Simulink, c'est-à-dire changer la valeur de V_{rd} et V_{rq} et observer l'influence de ces changements sur les grandeurs à observer (et surtout à commander). Pour effectuer ces simulations, on va utiliser la transformation de Park inverse, avec conservation d'énergie. Pour être en conformité avec le modèle de machine, nous adoptons les transformations suivantes :

$$P = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin(\omega t) & \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

$$P^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \sin(\omega t) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

On doit toutefois mentionner que, par rapport au modèle développé sous Matlab / Simulink, il y a une différence de signe sur V_{rq} : la valeur V_{rq} du modèle Simulink est de signe opposée celle du modèle EMTP. Cela vient de la différence de convention adoptée, le modèle EMTP adopte la convention nord américaine où l'axe q est en retard sur l'axe d, tandis que nous avons adopté une convention européenne où l'axe q est en avance sur l'axe d (voir section 2.7.2.1).

On remarque que, pour effectuer cette transformation, on a besoin de connaître la pulsation rotorique ω_R . Or celle-ci est calculée par l'équation : $\omega_R = \omega_S - p \cdot \Omega_M$, avec ω_S la pulsation électrique au rotor, p le nombre de paire de pôles de la machine et Ω_M la vitesse mécanique. On extrait donc la vitesse de la machine (*observe*), et on l'injecte dans le bloc suivant (Figure 4.4), qui effectue la transformation inverse de Park (et qui prend comme paramètre la pulsation électrique au stator).

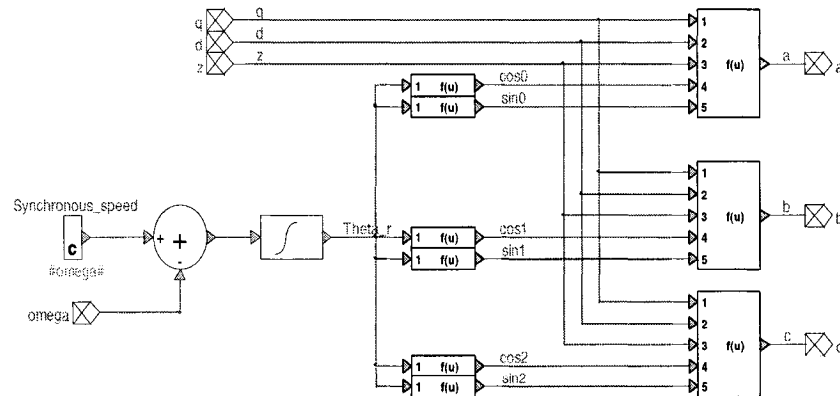


Figure 4.4 : bloc pour la transformation de Park inverse

Les tensions triphasées résultantes a, b, c servent de signal de commande pour les sources de tension au rotor. Le circuit utilisé est donc le suivant (Figure 4.5)

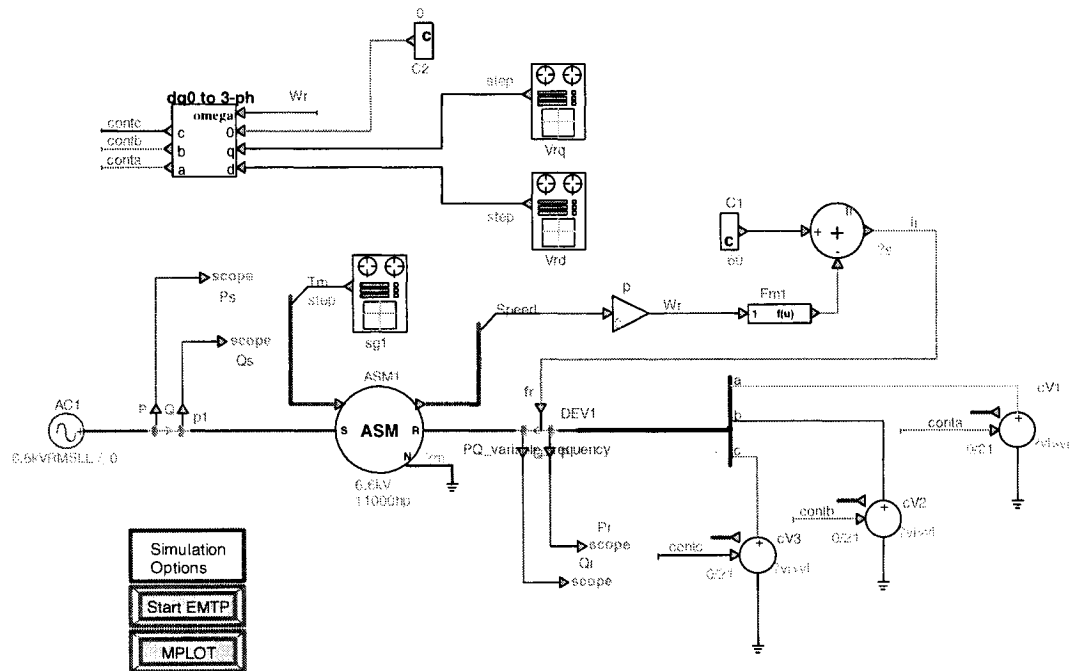


Figure 4.5 : circuit utilisé pour les simulations en mode asynchrone

Dans ce circuit, il y a deux sondes de puissance, l'une au stator et l'autre au rotor. Or, la sonde de puissance disponible dans la bibliothèque "meters periodic.clf" d'EMTP est calibrée pour fonctionner à fréquence constante (par convention, une puissance positive est consommée au stator). Cela ne pose pas de problème au stator (où la fréquence est celle du réseau, 60 Hz), en revanche cela fausse les mesures de puissance au rotor, puisque la fréquence des tensions et courants est variable. Nous avons donc modifié la sonde de puissance, en y ajoutant une entrée "fr" qui est une fréquence variable (Figure 4.6) :

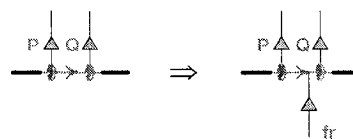


Figure 4.6 : sonde puissance triphasée modifiée

La Figure 4.7 montre le circuit associé à cette nouvelle sonde. Les puissances réelle et réactive sont calculées comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} P_k(t) = \frac{1}{period} \int_{t-period}^t v_k(t) i_k(t) dt \\ P = \sum_k P_k = P_a + P_b + P_c \\ Q_k(t) = \frac{1}{period} \int_{t-period}^t -v_k(t) i_k \left(t - \frac{period}{4} \right) dt \\ Q = \sum_k Q_k = Q_a + Q_b + Q_c \end{array} \right.$$

Le limiteur sert à réduire les ressources nécessaires au moteur de calcul en fixant un délai maximum. La fonction valeur absolue devant le limiteur évite de retrouver dans le calcul une fréquence négative, qui n'existe pas physiquement (fréquence rotorique dans le cas hypersynchrone par exemple).

4.1.2.1 Essais sur V_{D1}

La Figure 4.8 montre la réponse indicielle des puissances au stator face à un échelon de V_{D1} appliqué à $t = 4$ s, lorsque la machine est à pleine charge. Le couple de charge est appliqué à $t = 2$ s. On voit que la puissance active est relativement peu affectée par cette variation de tension, mais connaît une forte perturbation transitoire, car elle passe de 9.109 MW à 7.25 MW (soit de $4.09 \cdot 10^{-3}$ à -0.13 pu) pendant un laps de temps très court (environ une seconde). La puissance réactive, elle, augmente lentement pour se stabiliser à 4.28 MVARs. La Figure 4.9 montre un agrandissement de la perturbation que subit la puissance réactive de manière transitoire. En conclusion on peut dire que les puissances électriques ne sont affectées que de manière transitoire (avec cependant une augmentation de la valeur finale pour P_s). La durée de la perturbation transitoire est de 0.3 secondes, ce qui est normal pour une machine de cette taille. Dans l'optique d'un réglage P_s / Q_s , cette grandeur de commande apparaît donc *a priori* peu efficace, car une variation de la grandeur V_{D1} peut engendrer des oscillations non désirables sur la puissance active.

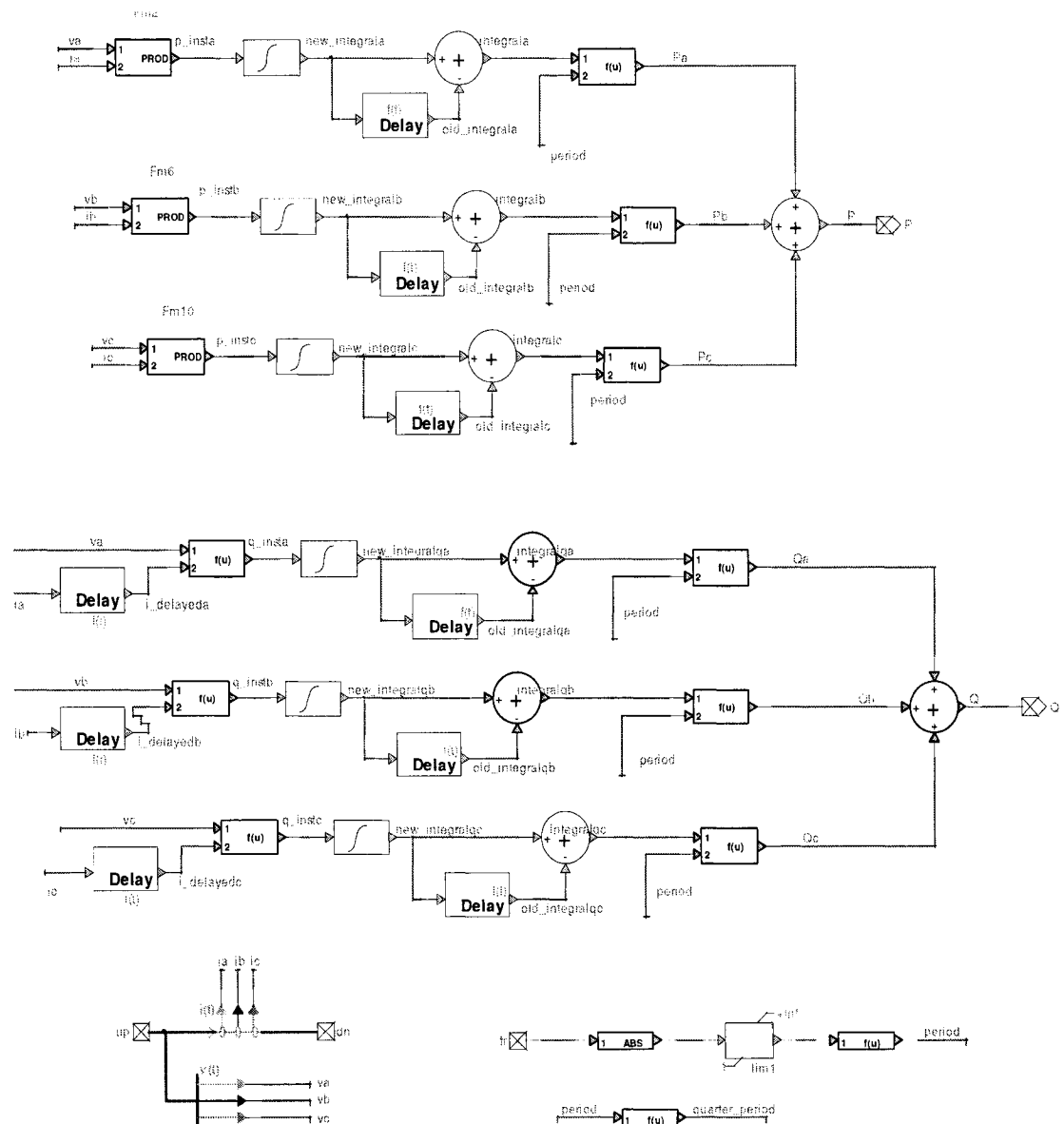


Figure 4.7 : sous-circuit de la sonde de puissance modifiée

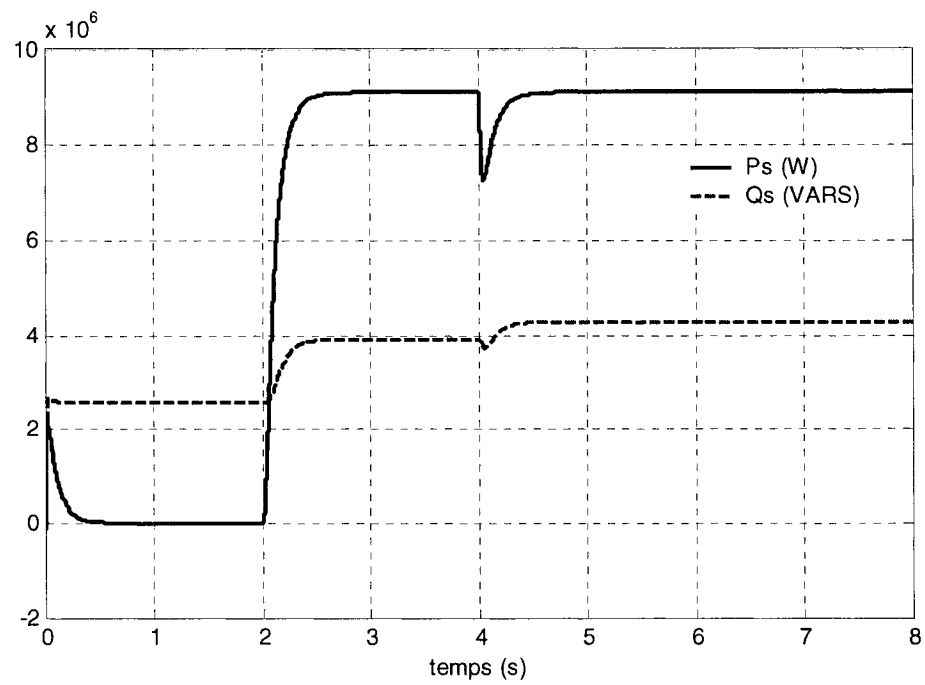


Figure 4.8 : effet d'un échelon de 40 V sur V_{D1} sur les puissances électriques au stator

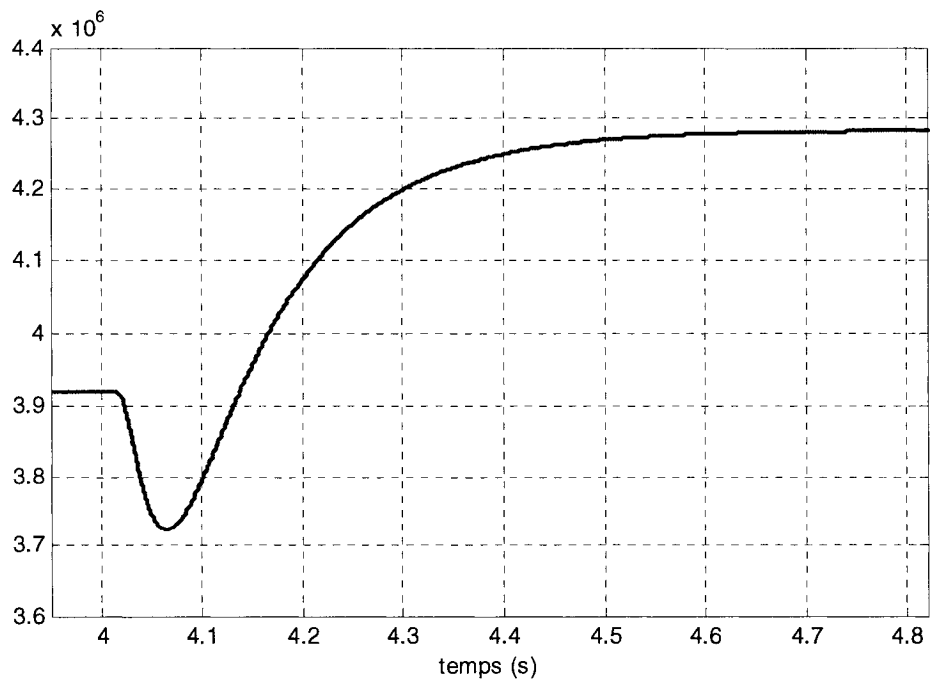


Figure 4.9 : agrandissement de la réponse de Q_s à un échelon de 40 V sur V_{D1}

La Figure 4.10 montre la réponse du courant rotorique i_{rq} (i_{Q1} dans EMTP). La réponse est affichée en pu. On remarque que l'allure de ce courant est similaire à celle de la puissance réactive Q_S . On peut donc supposer que c'est ce courant qui commande la puissance réactive. Si on regarde également la réponse du courant i_{rd} (i_{D1} dans EMTP, Figure 4.11), on note aussi que l'allure de la réponse est identique à celle de la puissance active P_S . On peut conclure que le courant i_{D1} est associé à la puissance réelle.

Enfin, la Figure 4.12 montre la réponse du glissement face à un échelon de V_{rd} . Celui-ci augmente de 2.4 % à 3.1 %, et la réponse semble être du premier ordre.

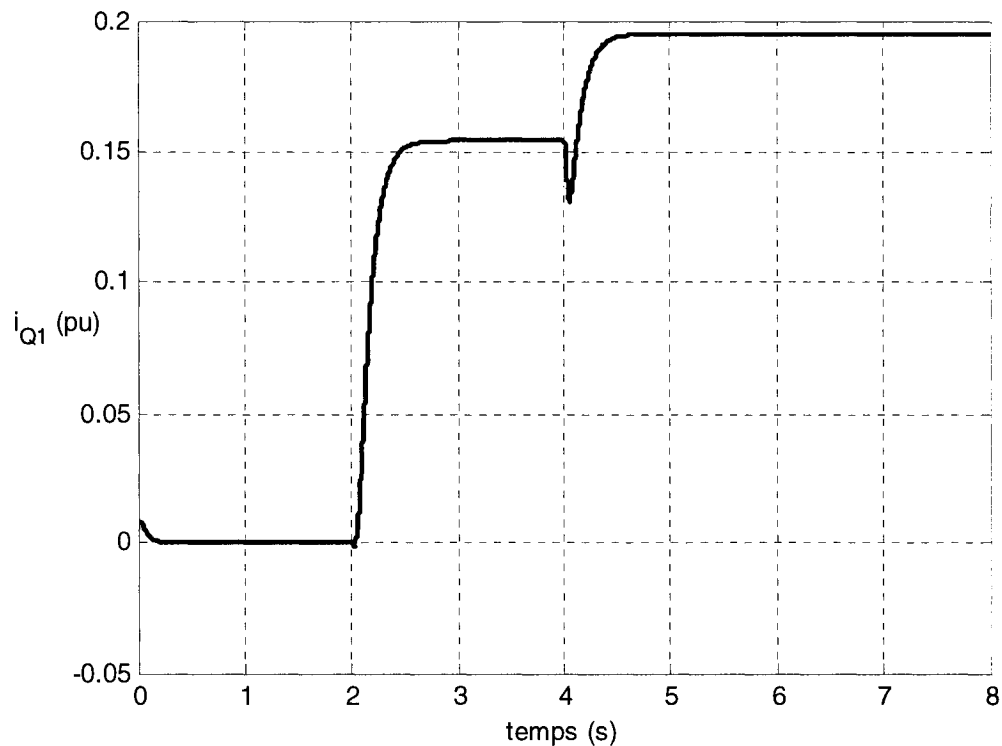


Figure 4.10 : réponse du courant i_{Q1} à un échelon de 40 V sur V_{D1}

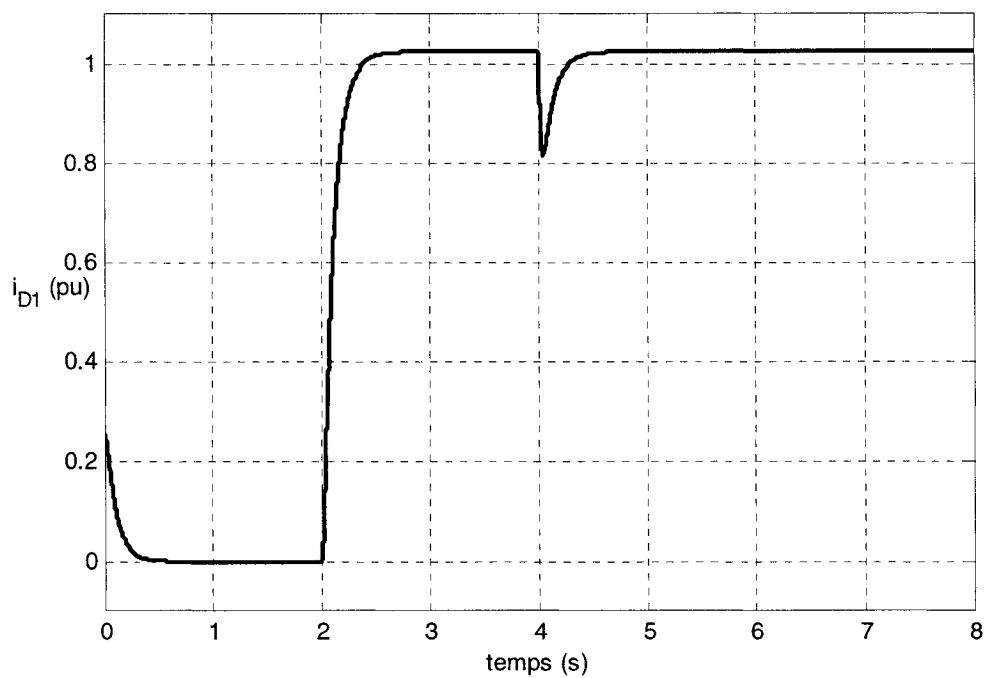


Figure 4.11 : réponse du courant i_{D1} à un échelon de 40 V sur V_{D1}

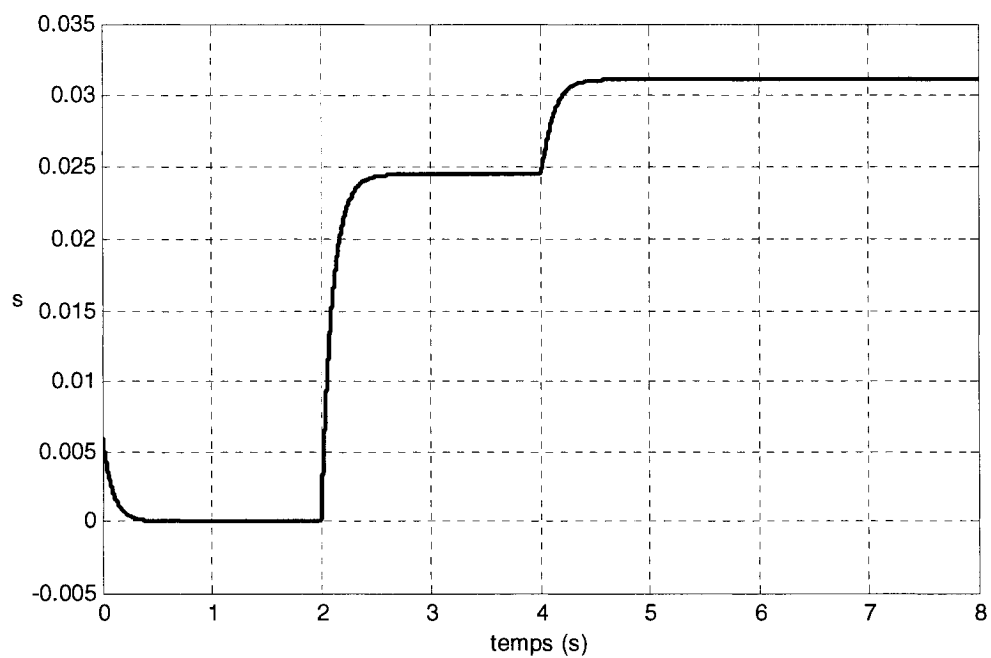


Figure 4.12 : réponse du glissement à un échelon de 40 V sur V_{D1}

Si l'on fait un essai avec un échelon négatif sur V_{D1} , on observe que les résultats sont exactement "inversés", c'est-à-dire que le glissement diminuerait tout en ayant une réponse similaire à un premier ordre, la puissance réelle connaîtrait un pic transitoire de puissance et la puissance réactive diminuerait légèrement.

On remarque également qu'il faut un peu plus d'une demi-seconde à la puissance réactive pour atteindre sa valeur finale. Un réglage via cette grandeur semble donc possible, mais avec certaines limitations quant à la performance dynamique. Par ailleurs, la puissance réelle connaît d'importantes perturbations transitoires, et même si le temps d'établissement du régime permanent n'a pas d'influence sur la sécurité à long et moyen terme du réseau, il peut devenir problématique en cas de phénomène transitoire sévère.

4.1.2.2 Essais sur V_{Q1}

On commence par imposer un échelon positif sur V_{Q1} , à pleine charge. On n'observera cette fois que les puissances au stator et le glissement. La source rotorique est appliquée après l'apparition du couple de charge, c'est-à-dire à $t = 4$ s. La Figure 4.13 montre les résultats de simulation pour la puissance réelle et la puissance réactive.

Ce résultat est remarquable, car on voit que la puissance réactive passe quasi instantanément de 3.92 Mvars à 1.34 Mvars, or la variation de tension associée est très faible (43 V correspond à 0.0065 pu). La puissance réelle est très peu affectée cette fois, et seulement de manière transitoire. La Figure 4.14 est centrée sur la réponse transitoire de la puissance active. Cette période transitoire est de l'ordre d'une demi seconde, et la crête relative enregistrée est de l'ordre de 0.27 MW, soit 0.03 pu. On remarque toutefois que le signe de la variation de Q_s est l'opposé de celui de la variation de V_{Q1} (échelon positif sur V_{Q1} , négatif sur Q_s).

Observons enfin la réponse du glissement. Celle-ci est montrée sur la Figure 4.15.

Le glissement est peu affecté, il diminue de 2.45 % à 2.35 %.

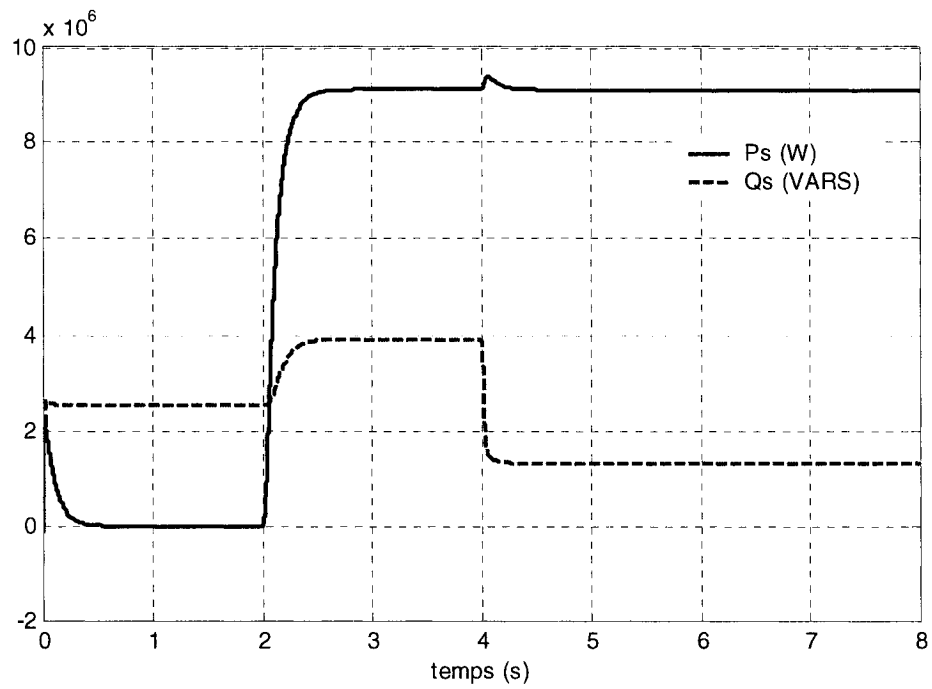


Figure 4.13 : puissances électriques au stator après un échelon de 43 V de V_{Q1}

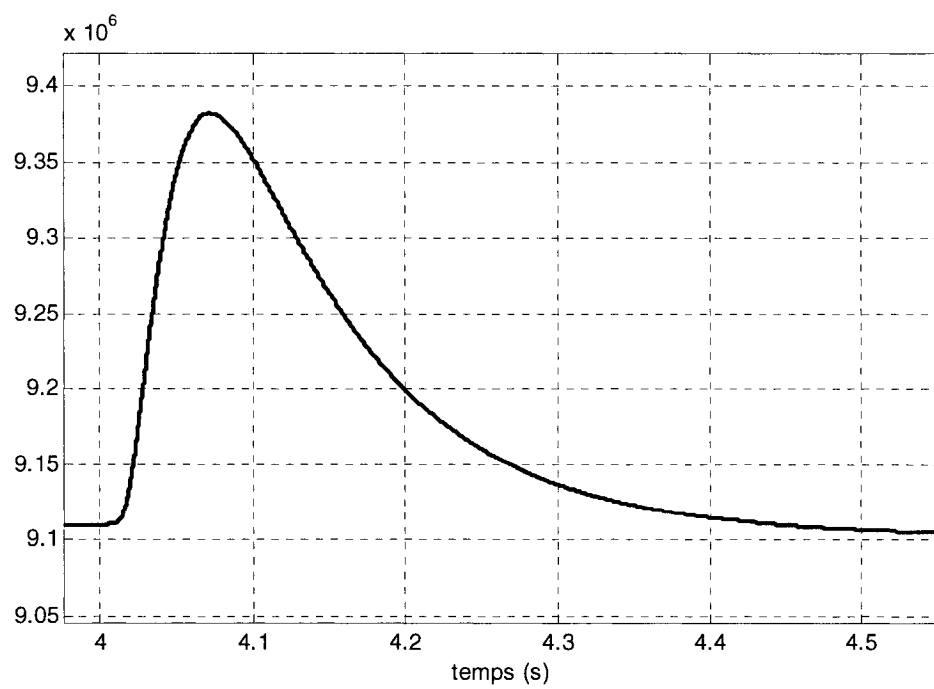


Figure 4.14 : réponse transitoire de la puissance P_s à un échelon de 43 V de V_{Q1}

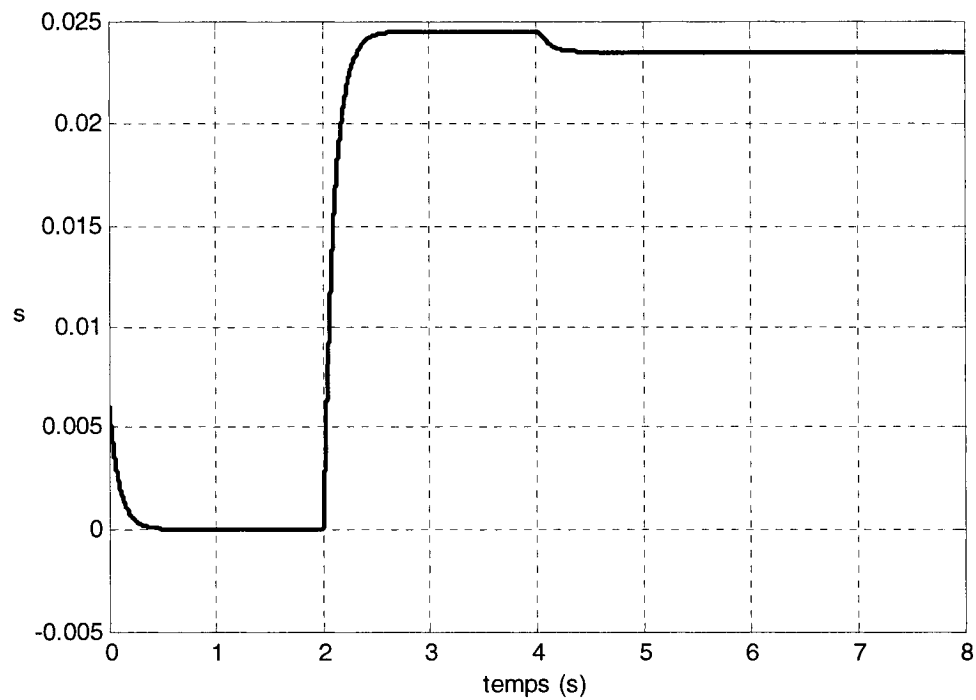


Figure 4.15 : réponse du glissement à une échelon de 43 V sur V_{Q1}

4.1.3 Conclusion

Le comportement en mode synchrone a été validé avec cette machine de grande puissance. L'analyse des résultats sur les tensions V_{D1} et V_{Q1} rejoint les observations du Chapitre 2. On retrouve d'une part la possibilité de réglage de la puissance réactive et du glissement. En effet, la grandeur V_{Q1} paraît tout à fait adaptée à un réglage de la puissance réactive de la machine asynchrone à rotor bobiné. Elle agit de manière instantanée sur la puissance réactive, et quasiment sans affecter ni la puissance active ni le glissement. D'autre part, la tension V_{D1} semble elle appropriée pour un réglage du glissement, puisque la réponse indicelle de ce dernier semble être du premier ordre.

Comme avec le modèle Simulink, on peut s'attendre à ce que la loi de réglage $Q_S=f(V_{Q1})$ soit linéaire. Après, il faudra trouver le moyen de régler également la puissance réelle, afin que celle-ci reste constante.

4.2 Réglage sous EMTP

Dans cette section, on va chercher un réglage possible de la puissance réactive dans la plateforme EMTP. D'après les résultats observés à la section 4.3, ce réglage va se faire en agissant sur la tension rotorique V_{Q1} . Nous allons procéder comme au Chapitre 3 : tout d'abord, observer, pour différents couples de charge, l'évolution des puissances réelle et réactive, ainsi que du glissement, en fonction de V_{Q1} . Puis nous trouverons le lieu de réglage de V_{Q1} , afin de le comparer à celui trouvé pour V_{rd} au Chapitre 3.

4.2.1 Variations de V_{Q1} , pour $V_{D1} = 0$ V

4.2.1.1 Puissance réactive Q_s

La Figure 4.16 montre la réponse de la puissance réactive, pour un couple de charge fixe, à une variation de V_{Q1} . On rappelle que les valeurs sont prises en régime permanent. La valeur associée à $V_{Q1} = 0$ V correspond au cas où le rotor est court-circuité. La réponse est linéaire, tout comme elle l'était avec le modèle Simulink (voir la Figure 3.16). La pente est cette fois négative. Cela s'explique probablement par la convention "axe q en retard sur axe d" utilisée dans le modèle EMTP. Le réglage de Q_s par la tension V_{Q1} semble donc se confirmer. On remarque également que la puissance réactive est élevée à rotor court-circuité (de l'ordre de 0.45 pu), ce qui est cohérent avec les précédents résultats.

4.2.1.2 Puissance réelle P_s

On s'intéresse maintenant à la puissance active P_s . La machine doit se comporter comme au Chapitre 3, par conséquent la puissance réelle ne devrait être que très peu affectée. La Figure 4.17 confirme cela, la puissance réelle est quasiment inchangée. On remarque en revanche qu'à pleine charge, la puissance réelle est égale à 1 pu, ce qui signifie un rendement élevé. Cela signifie également qu'à rotor court-circuité, la puissance apparente au stator est de 1.089 pu. Ceci n'était pas le cas avec la machine 3 hp. Une éventuelle explication à cela est que les machines de forte puissance possèdent un entrefer très étroit, des résistances plus faibles et un glissement de l'ordre de 1.5 %. De fait, les pertes rotationnelles et Joule sont réduites, mais le couplage magnétique, lui, est plus élevé.

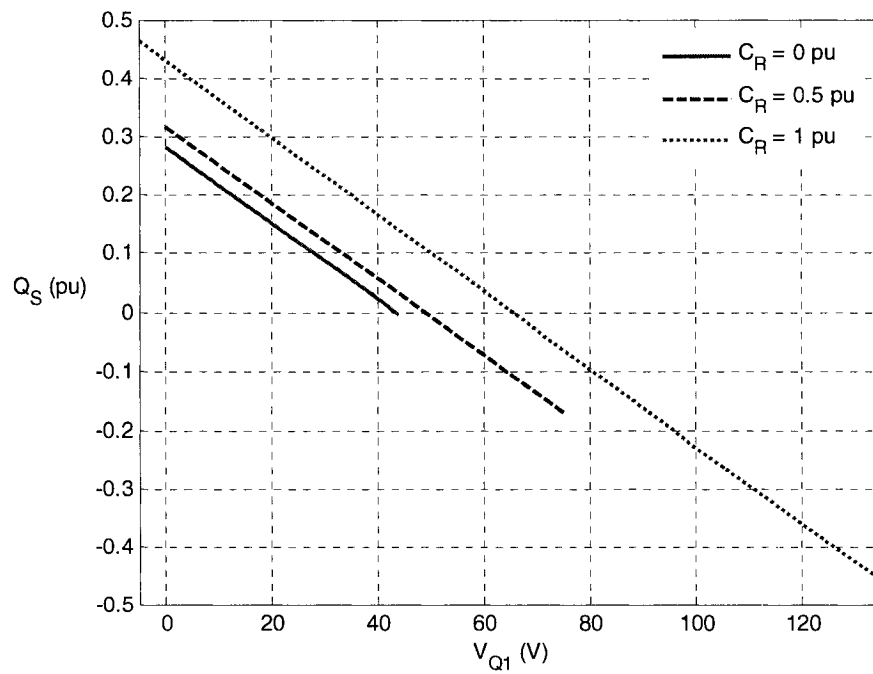


Figure 4.16 : évolution de la puissance réactive au stator en fonction de V_{Q1}

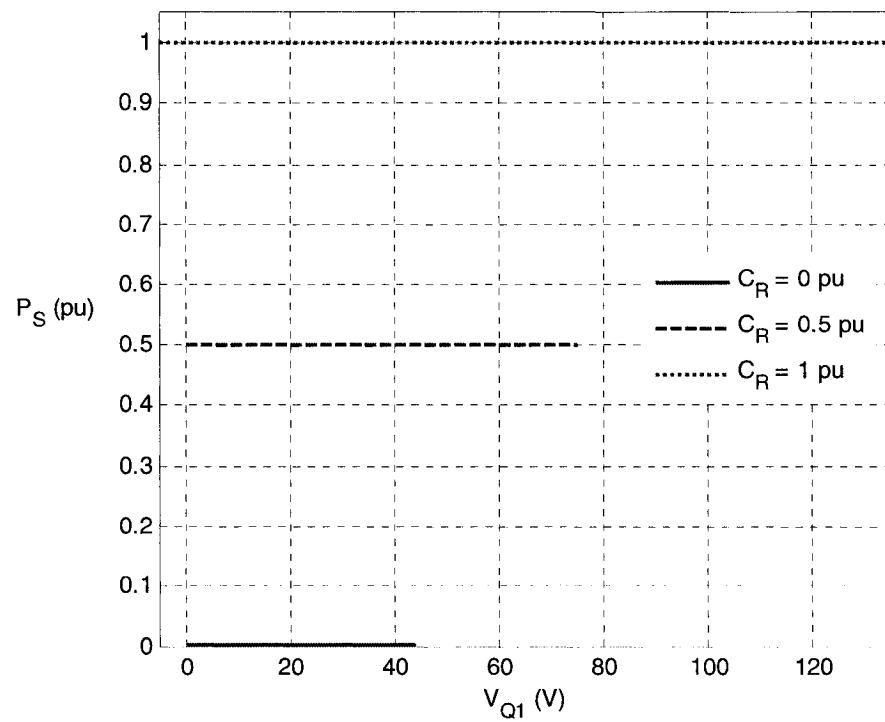


Figure 4.17 : évolution de la puissance réelle au stator en fonction de V_{Q1}

4.2.1.3 Puissance apparente S_S

La Figure 4.18 montre l'évolution de la puissance apparente en fonction de la tension rotorique V_{Q1} . On peut dégager la plage de réglage suivante pour un réglage de Q_S en tenant compte des limites de la machine :

$$\{V_{Q1}(V)/\forall C_R \in [0,1], S_S \leq 1.1S_N\} \Rightarrow V_{Q1} \in [-5;135].$$

4.2.1.4 Facteur de puissance

La montre la réponse du fatcuer de puissance à la tension V_{Q1} , à demi-charge et à pleine charge. On remarque, par rapport à la machine 3 hp, que le facteur de puissance est beaucoup plus élevé à rotor court-circuité. Une plage de réglage réaliste pour le facteur de puissance (compte tenu des performances de la machine) est de maintenir ce dernier au-dessus de 0.95, inductif ou capacitif. Ceci est réalisé en adoptant la plage de réglage suivante :

$$\{V_{Q1}(V)/\forall C_R \in [0.5;1], FP \geq 0.95\} \Rightarrow V_{Q1} \in [25;73.84]$$

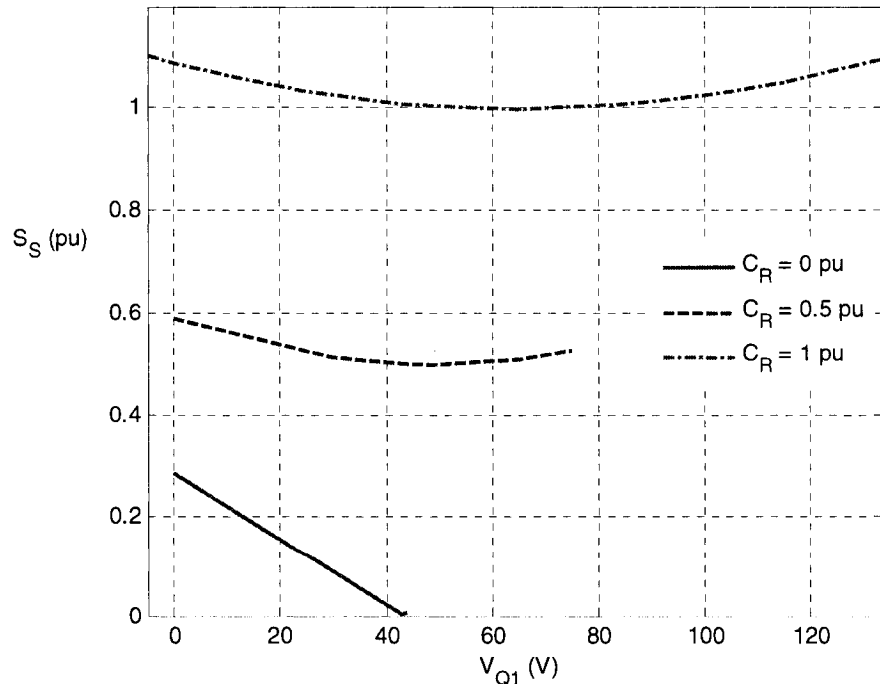


Figure 4.18 : évolution de la puissance apparente au stator en fonction de V_{Q1}

4.2.1.5 Glissement s

Enfin nous analysons l'évolution du glissement, pour différents niveaux de charge, en fonction de V_{Q1} . La Figure 4.20 confirme ce que l'étude avec Matlab nous avait apporté, à savoir que le glissement est surtout affecté pour des couples de charge élevés. Mais les résultats de la Figure 4.12 permettent de penser qu'un réglage du glissement est possible via la tension V_{D1} .

Dans la prochaine partie, nous allons observer le fonctionnement à facteur de puissance unitaire, pour différents couples de charge, en mode moteur et en mode générateur.

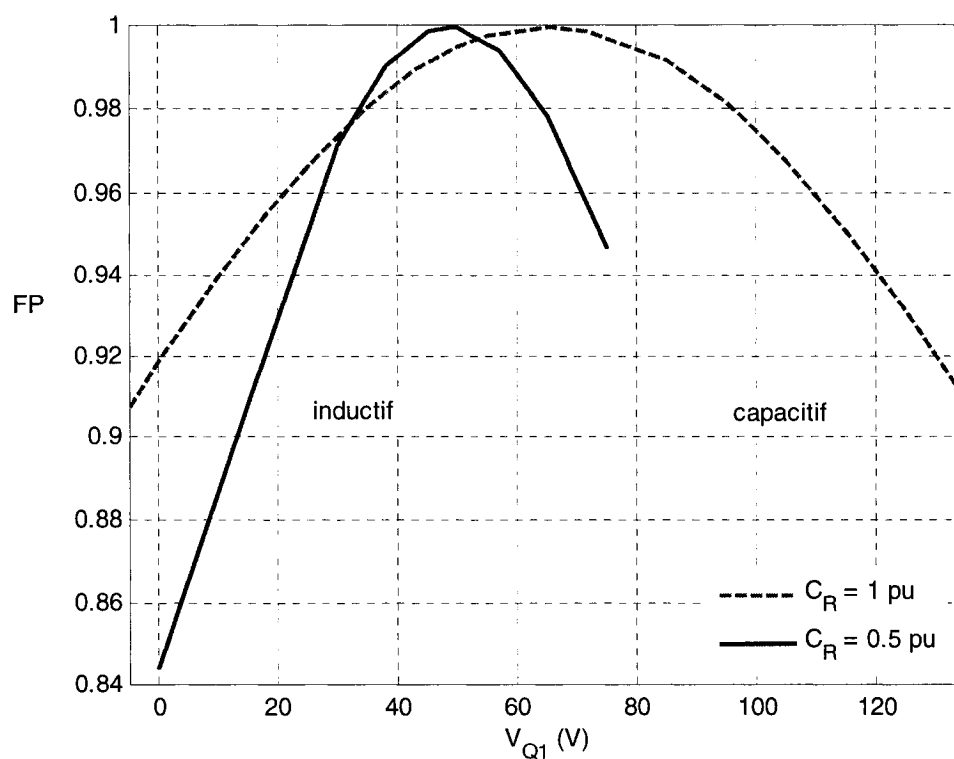


Figure 4.19 : évolution du facteur de puissance en fonction de V_{Q1}

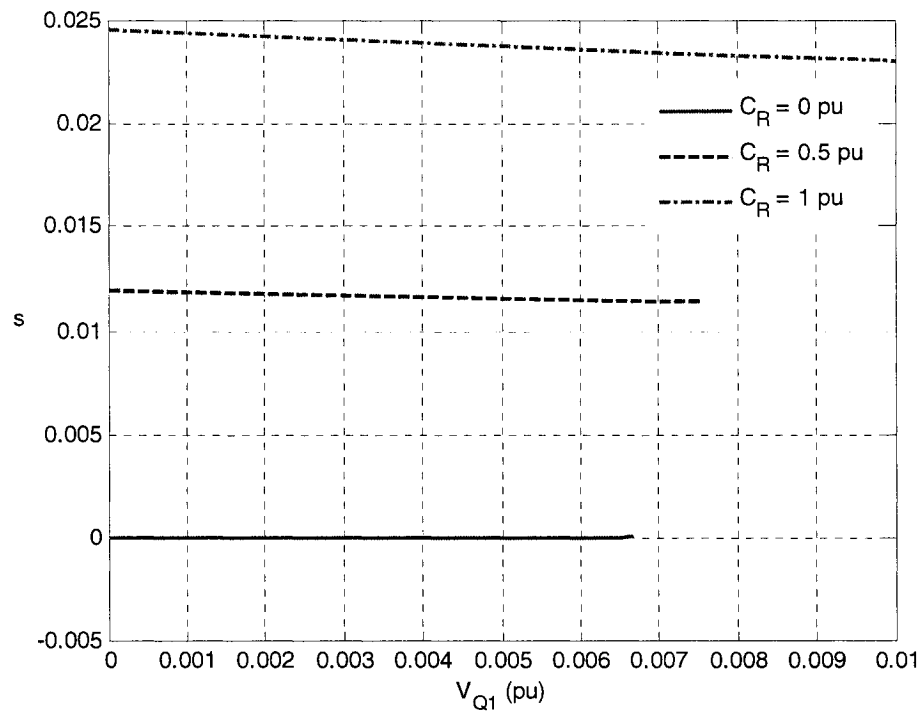


Figure 4.20 : évolution glissement en fonction de V_{Q1}

4.2.2 Fonctionnement à facteur de puissance unitaire

Pour plusieurs valeurs du couple de charge, on va régler V_{Q1} pour obtenir une puissance réactive nulle, en mode moteur et en mode générateur. La tolérance adoptée est de $\varepsilon = 0.001 \cdot S_N$. Le réglage adopté pour V_{Q1} se fait à 0.05 V près. Ces tolérances et réglages sont peut-être trop sévères par rapport à un réglage réel de la machine, mais on veut juste démontrer la possibilité d'un réglage par la tension rotorique. Les résultats seront comparés à ceux obtenus au Chapitre 3.

4.2.2.1 Puissance réactive Q_s

La Figure 4.21 montre l'évolution de la puissance réactive, en mode moteur et en mode générateur. L'allure en elle-même n'est pas très représentative, mais on constate qu'on reste dans des valeurs très faibles, de l'ordre de $7 \cdot 10^{-4}$ pu. On peut donc dire qu'il est possible, pour n'importe quel couple de charge, de régler la puissance réactive à des valeurs pratiquement nulles. On a donc la confirmation qu'il existe un réglage *via* la tension rotorique V_{Q1} .

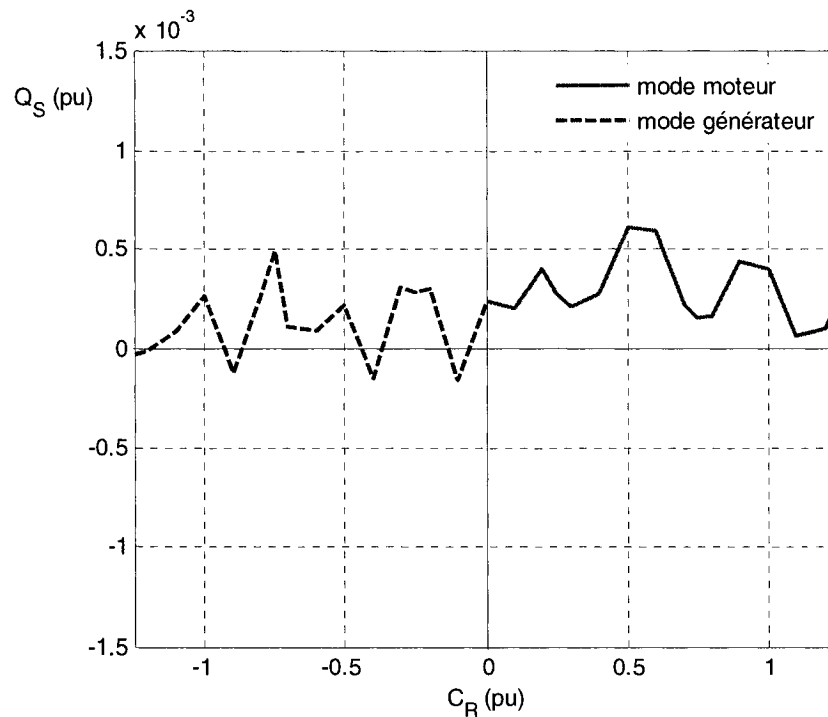


Figure 4.21 : puissance réactive lors du réglage à facteur de puissance unitaire

4.2.2.2 Puissance réelle P_S

La courbe illustrant la réponse de la puissance réelle au stator à un réglage de puissance réactive (Figure 4.22) suit la même allure que la Figure 3.43. La puissance réelle évolue de façon linéaire, et est parfaitement symétrique (les valeurs sont identiques, en valeur absolue, en mode moteur et en mode générateur), tandis qu'avec le modèle 3 hp, la puissance réelle n'était pas nulle en zéro. On peut expliquer cela par le fait qu'il n'apparaît pas de coefficient de frottement visqueux dans les paramètres de la machine 11000 hp, donc le couple électromagnétique en régime permanent est nul, et la puissance réelle l'est aussi (elle ne l'est pas vraiment, puisqu'on doit prendre en compte les pertes Joules et rotationnelles, mais celles-ci sont très faibles par rapport à la puissance nominale de la machine, car les résistances sont faibles et le courant appelé l'est aussi).

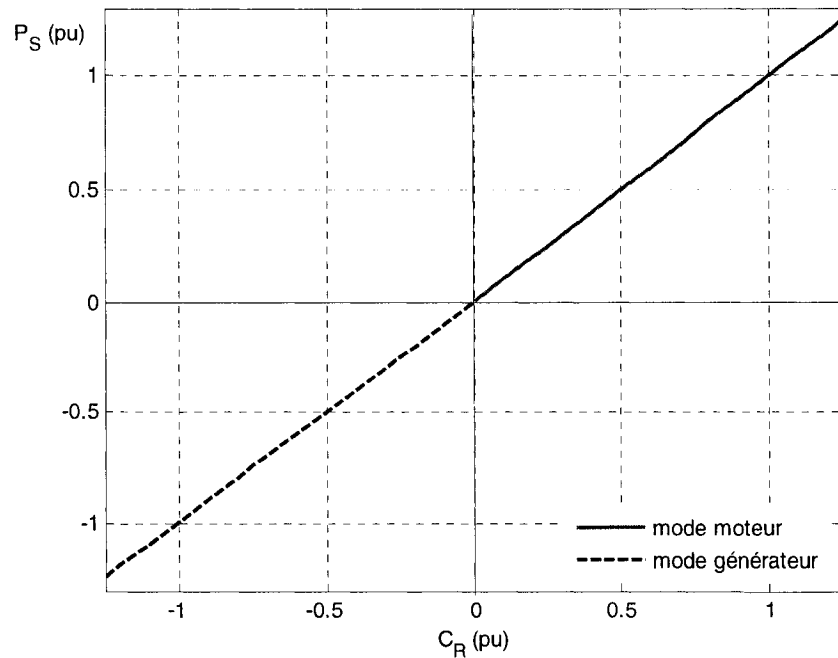


Figure 4.22 : puissance réelle lors du réglage à facteur de puissance unitaire

4.2.2.3 Puissance apparente S_s

La Figure 4.23 montre les résultats pour la puissance apparente. On retrouve une courbe similaire à celle de la Figure 3.45, mais dans le cas présent le « V » est centré en $C_R = 0$ pu. On remarque aussi que désormais, la puissance apparente à pleine charge est de 1 pu au lieu de 1.1 pu à rotor court-circuité.

4.2.2.4 Puissance réelle au rotor P_R

La Figure 4.24 montre la puissance réelle transitée au rotor. Le signe positif signifie que la puissance est injectée au rotor, d'après la sonde de puissance au rotor (Figure 4.5). Ceci peut représenter une difficulté dans la conception d'un convertisseur matriciel intégré au rotor, car cette puissance doit être fournie. En revanche on note que la quantité de puissance considérée est très faible (inférieure à 0.004 pu).

4.2.2.5 Puissance réactive au rotor Q_R

La puissance réactive au rotor est positive (Figure 4.25) ce qui signifie qu'elle est injectée au rotor.

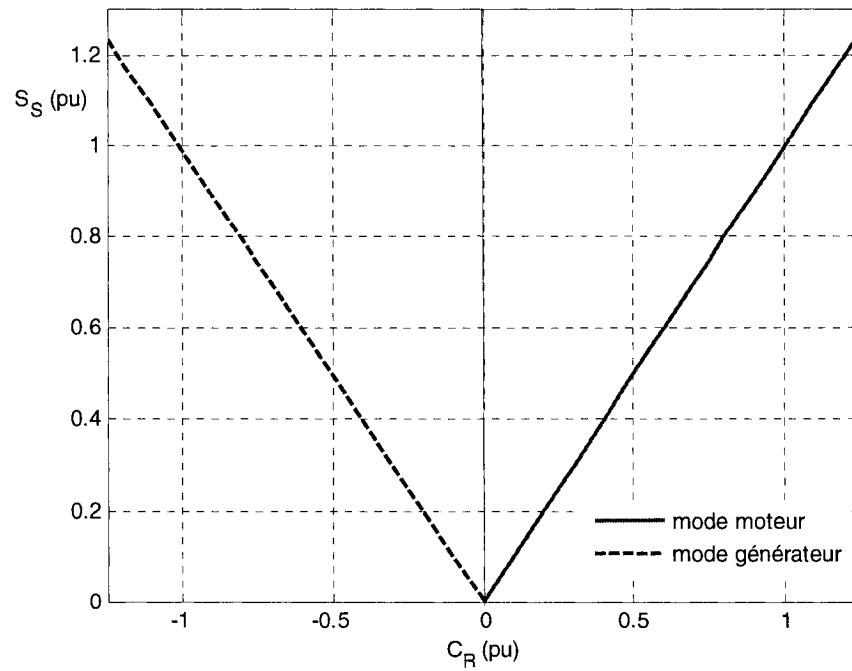


Figure 4.23 : puissance S_S lors du réglage à facteur de puissance unitaire

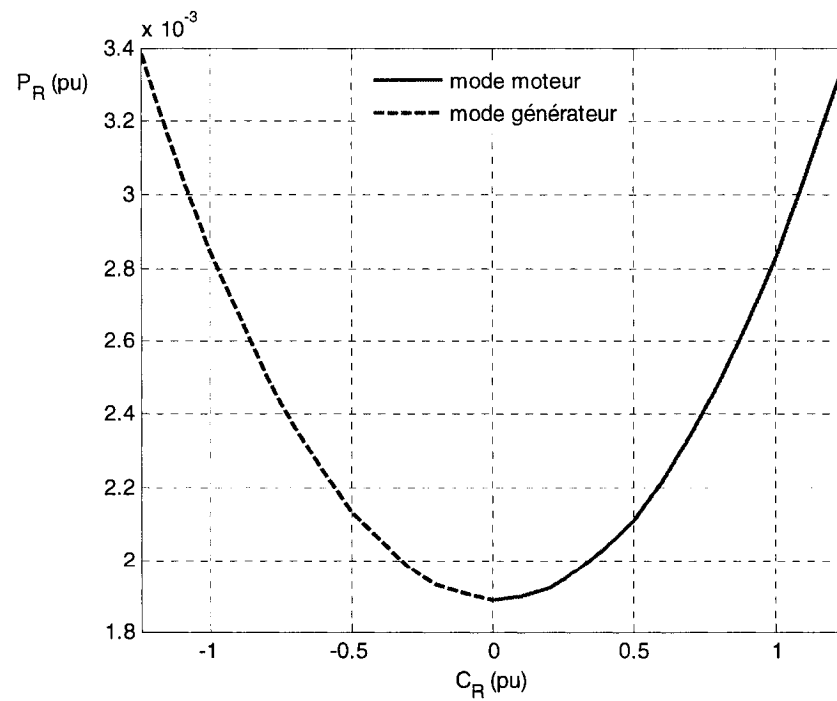


Figure 4.24 : puissance P_R lors du réglage à facteur de puissance unitaire

On voit également qu'une très faible transition de puissance réactive permet de régler la puissance réactive au stator, car vu de celui-ci, la quantité de puissance réactive du rotor est divisée par le glissement s . Par rapport à la Figure 3.29, l'allure est similaire, en revanche l'injection de puissance réactive au rotor inférieure à la machine 3 hp (0.015 pu en surcharge au lieu de 0.025 pu).

4.2.2.6 Puissance apparente au rotor S_R

La puissance apparente S_R connaît elle aussi de faibles variations (Figure 4.26). Cela nous donne une information importante sur le dimensionnement d'un convertisseur qui synthétiserait les tensions adéquates. En effet, pour ce réglage, la puissance apparente mise en jeu au rotor ne dépasse pas $1.6 \cdot 10^{-3}$ pu, ce qui est une quantité peu importante, environ 145 kVA pour une machine de 8 MW. La puissance apparente semble suivre une allure sinusoïdale. Par rapport au résultat de la Figure 3.30, la puissance apparente est moins élevée ici (0.016 pu au maximum contre 0.04).

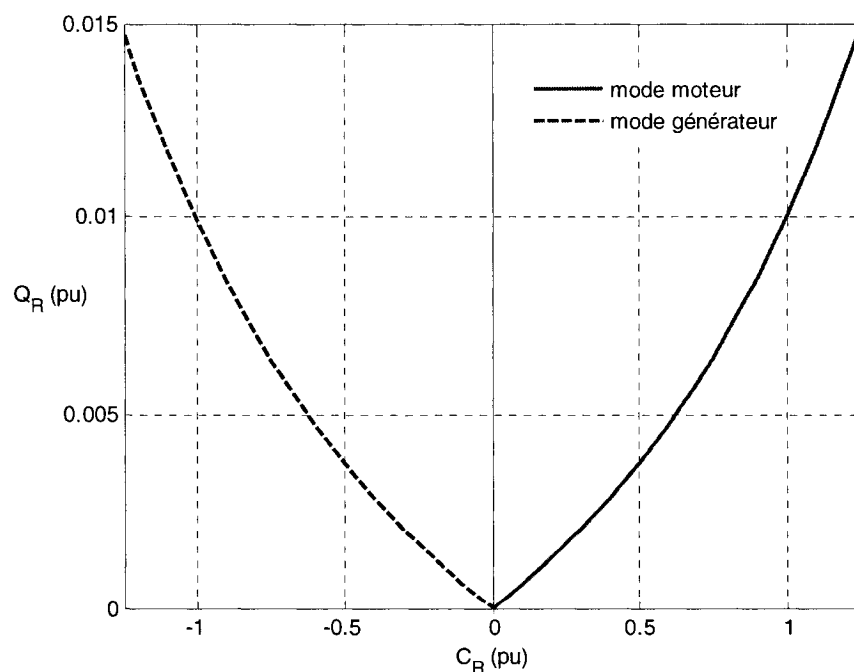


Figure 4.25 : puissance Q_R lors du réglage à facteur de puissance unitaire

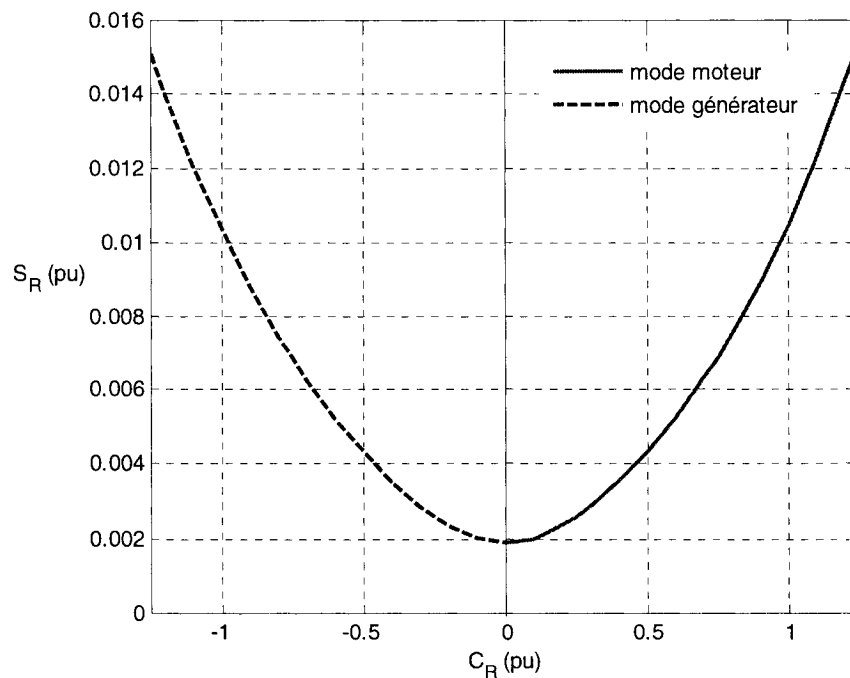


Figure 4.26 : puissance S_R lors du réglage à facteur de puissance unitaire

4.2.2.7 Rendement η

On rappelle qu'en mode moteur, le rendement est $\eta = \frac{P_M}{P_S}$, tandis qu'en mode

générateur celui-ci devient $\eta = \frac{P_S}{P_M}$. La Figure 4.27 montre l'évolution du rendement

lorsqu'on effectue le réglage de Q_S . on remarque que le réglage de la puissance réactive n'altère absolument pas le rendement, ce dernier étant supérieur à 0.95. Cela s'explique par le fait qu'il n'y a plus de pertes liées au circuit magnétique. Contrairement à la machine 3 hp, le rendement est identique en mode moteur et en mode générateur (pour un couple de charge appliqué identique en valeur absolue). Mais les allures sont similaires.

4.2.2.8 Facteur de puissance

D'après la Figure 4.21, le facteur de puissance devrait être unitaire, sauf lorsque la machine est à vide, puisque la puissance réelle est quasiment nulle. La Figure 4.28

confirme cela, le facteur de puissance est parfaitement unitaire, quel que soit le mode de fonctionnement. Le réglage est donc efficace.

4.2.2.9 Glissement

En mode générateur, d'après la Figure 4.29, le glissement est négatif, ce qui signifie que la machine fonctionne en mode hypersynchrone. On retrouve exactement la même réponse qu'à la Figure 3.50, sauf que dans ce cas le glissement est beaucoup plus faible, car même en surcharge il ne dépasse pas 3 % (au lieu de 7 % avec la machine 3 hp), ce qui est normal pour une machine de grande taille.

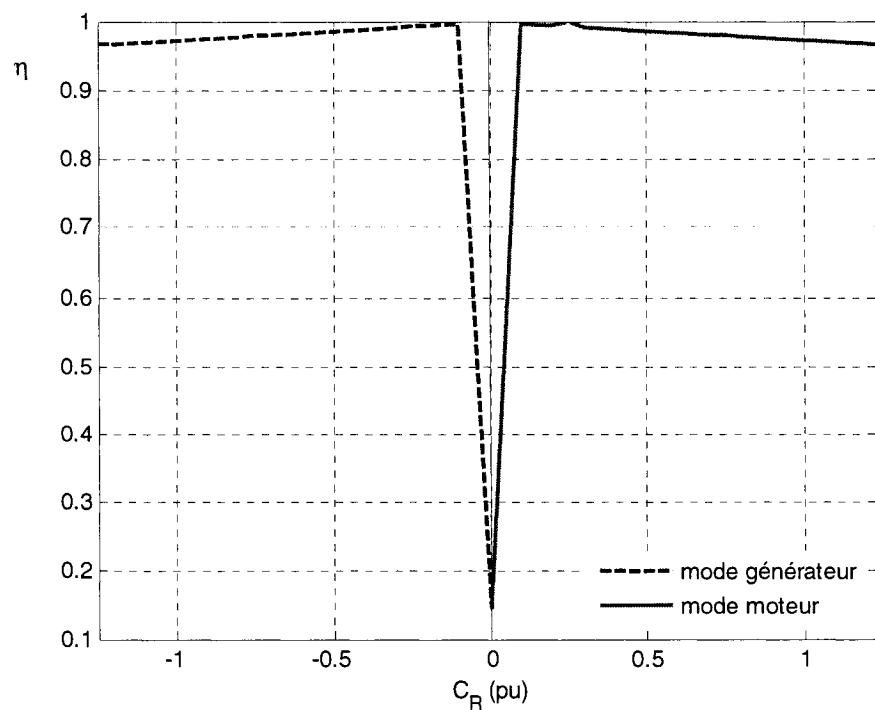


Figure 4.27 : rendement lors du réglage à facteur de puissance unitaire

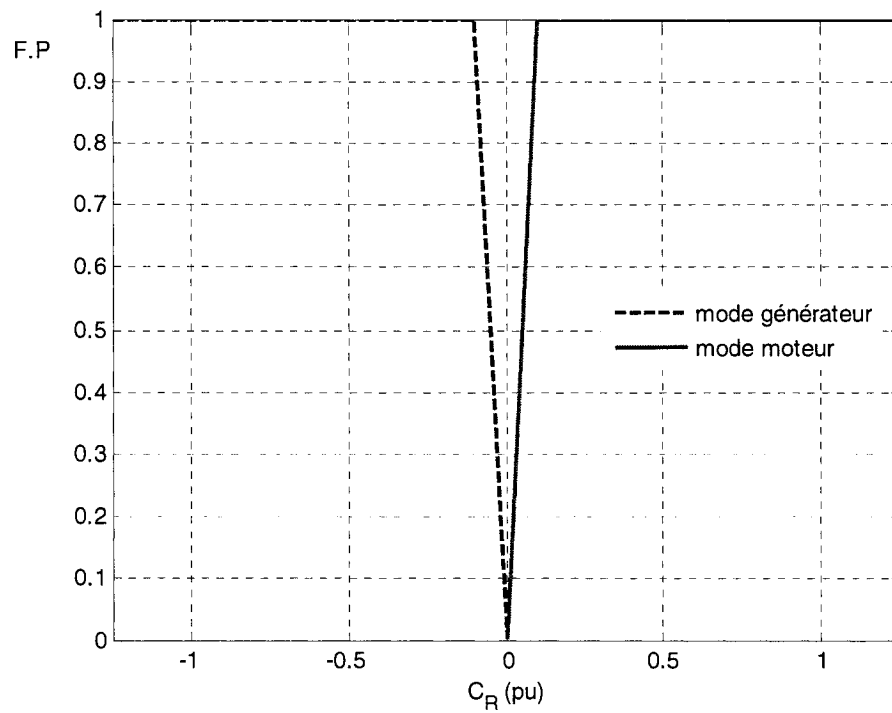


Figure 4.28 : facteur de puissance lors du réglage à facteur de puissance unitaire

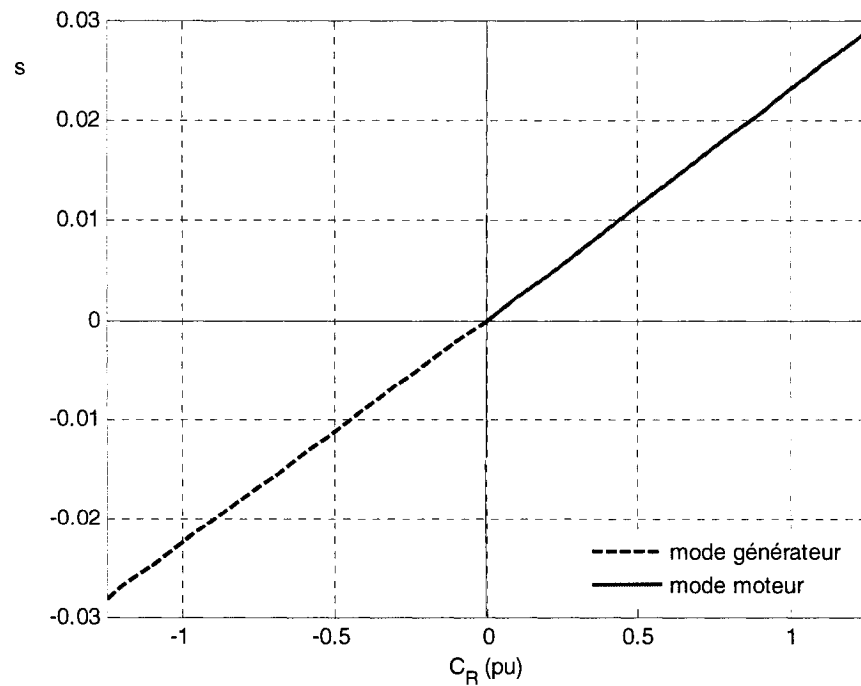


Figure 4.29 : glissement lors du réglage à facteur de puissance unitaire

4.2.2.10 Courant rotorique efficace

On rappelle qu'on calcule le courant rotorique (valeur crête) par l'expression :

$$\hat{I} = \sqrt{\frac{2}{3}}(i_{D1}^2 + i_{Q1}^2)$$

La Figure 4.30 montre que ce réglage nécessite la circulation d'un courant de l'ordre de 0.75 pu au rotor (1.05 pour $C_R = 1$ pu). Or le rapport de transformation de la machine est de environ 1 (à rotor calé, on observe une tension crête de 5279 V sur la phase A au rotor, alors que la tension d'alimentation a pour valeur crête 5389 V). On peut donc dire que le réglage trouvé respecte les contraintes physiques de la machine. En outre, pour $|C_R| \geq 0.25$ pu, le courant augmente de manière linéaire.

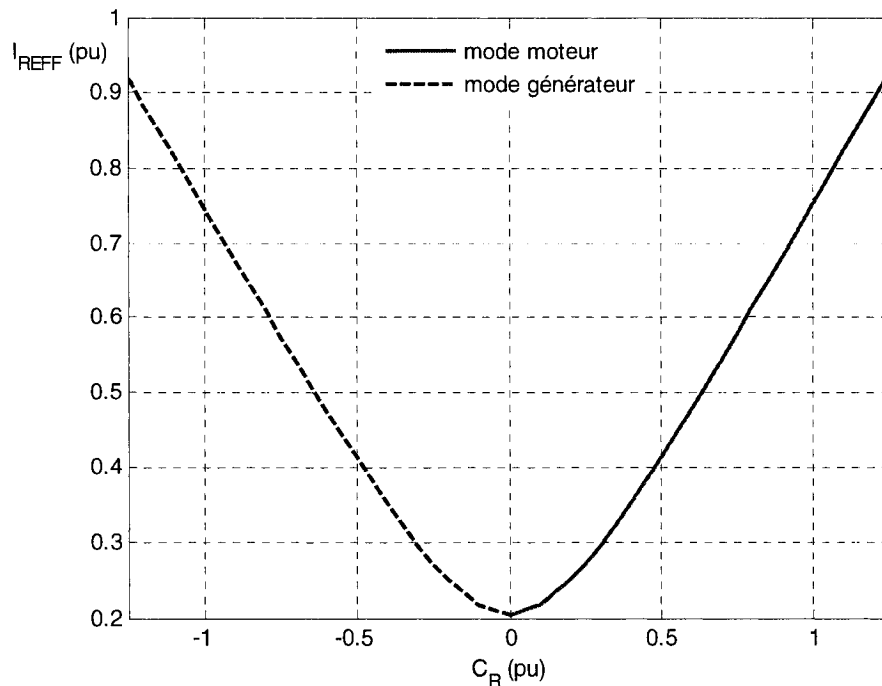


Figure 4.30 : courant efficace au rotor lors du réglage à F.P = 1

4.2.2.11 Lieu de réglage de V_{Q1}

Enfin, la Figure 4.31 montre le lieu de réglage de V_{Q1} . Si l'on compare à la Figure 3.52, on constate que l'allure est la même (au signe opposé près). V_{Q1} semble suivre une allure sinusoïdale, comme V_{rq} dans le modèle Matlab. Toutefois, dans le cas EMTP, la figure est centrée sur l'axe $C_R = 0$ pu. On remarque que la plage de réglage est très faible, une variation de $5 \cdot 10^{-3}$ pu (soit 34 V) suffit pour couvrir tous les couples de charge. D'autre part, la sensibilité du réglage est très fine, puisqu'une tension de 0.01 pu suffit à régler la puissance réactive à pleine charge. Les conclusions sont donc similaires à celle du Chapitre 3.

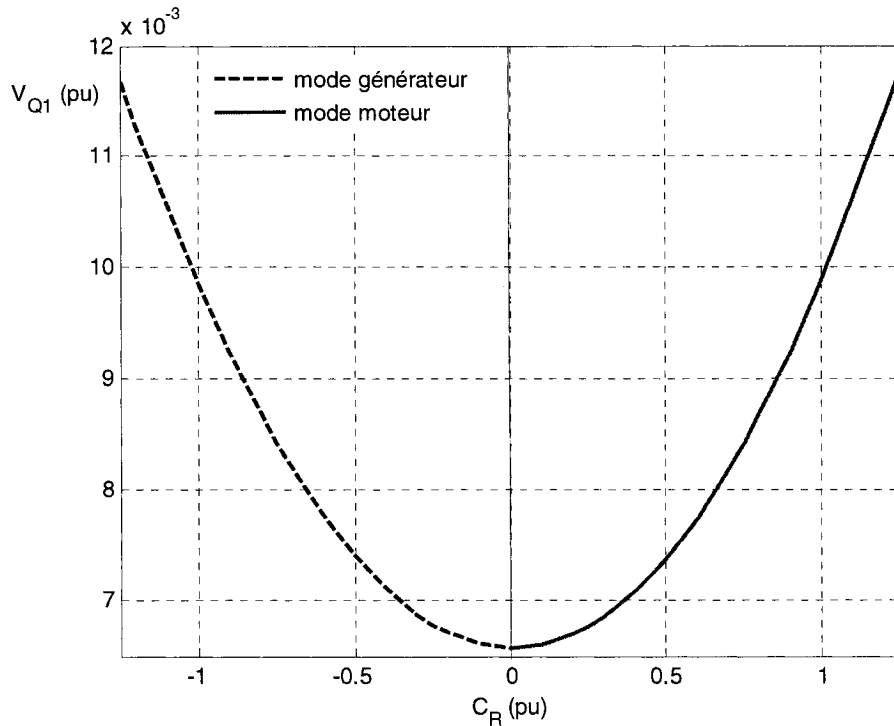


Figure 4.31 : lieu de réglage de V_{Q1}

4.2.2 Conclusion

Dans cette section on a montré que le réglage trouvé au Chapitre 3 s'applique sur une machine de grande puissance. Le Tableau 4.2 montre les plages de réglages mises en évidence.

$\{V_{Q1}(V)/\forall C_R \in [0,1], S_S \leq 1.1S_N\}$	$V_{Q1} \in [-5;135]$
$\{V_{Q1}(pu)/\forall C_R \in [0,1], S_S \leq 1.1S_N\}$	$V_{Q1} \in [-0.00076;0.0205]$
$\{V_{Q1}(V)/\forall C_R \in [0.5;1], FP \geq 0.95\}$	$V_{Q1} \in [25;73.84]$
$\{V_{Q1}(pu)/\forall C_R \in [0.5;1], FP \geq 0.95\}$	$V_{Q1} \in [-0.0038;-0.0112]$
$\{V_{Q1}(V)/\forall C_R \in [-1.25;1.25], Q_S = 0VAR, \varepsilon = 3000VARs\}$	$V_{Q1} \in [43.4;77.7]$
$\{V_{Q1}(pu)/\forall C_R \in [-1.25;1.25], Q_S = 0VAR, \varepsilon = 3000VARs\}$	$V_{Q1} \in [0.0066;0.0118]$

Tableau 4.2 : plages de réglage pour la machine 11000 hp

4.3 Test avec une impédance côté stator

Dans le modèle adopté jusqu'à présent, le moteur était branché directement à une source idéale de tension, soit à une barre infinie de tension. Dans une configuration de réseau réelle, on doit prendre en compte les impédances et les réactances de ligne. Afin d'avoir une idée de la faisabilité du réglage dans une configuration réelle, on place le moteur dans le circuit suivant (Figure 4.32). Ce circuit comporte une source idéale de 69 kV, une impédance, un modèle de ligne en π et un transformateur 69 kV / 6.6 kV.

4.3.1 Essai en mode moteur

La machine étudiée représente une charge pour ce réseau. On effectue l'essai suivant : à pleine charge, on applique la tension $V_{Q1} = 65.2$ V annulant la puissance réactive (on utilise le lieu de la Figure 4.31).

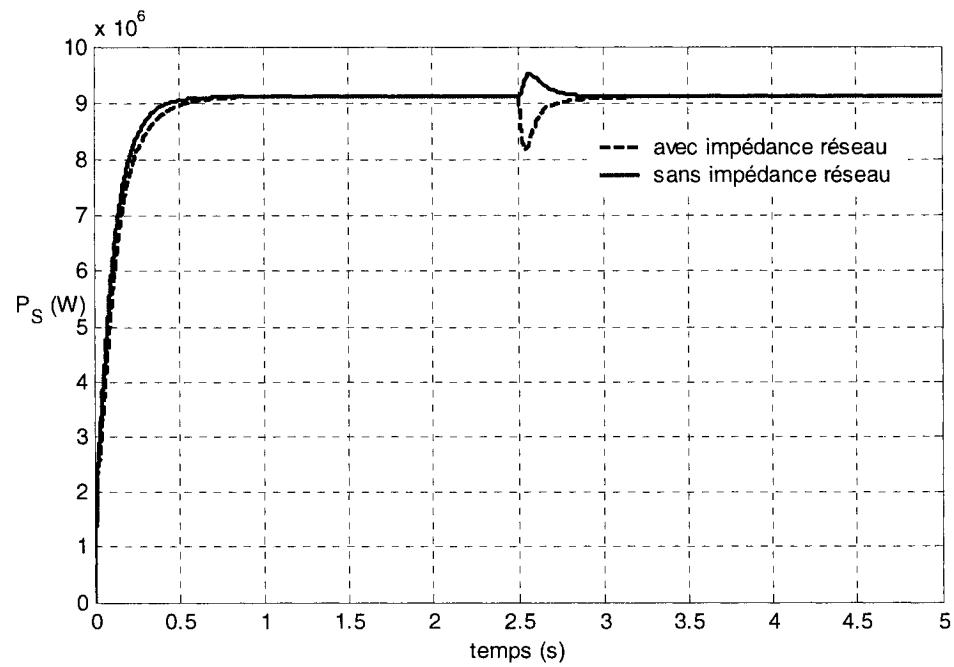


Figure 4.33 : puissance réelle absorbée par le moteur, avec et sans impédance du réseau

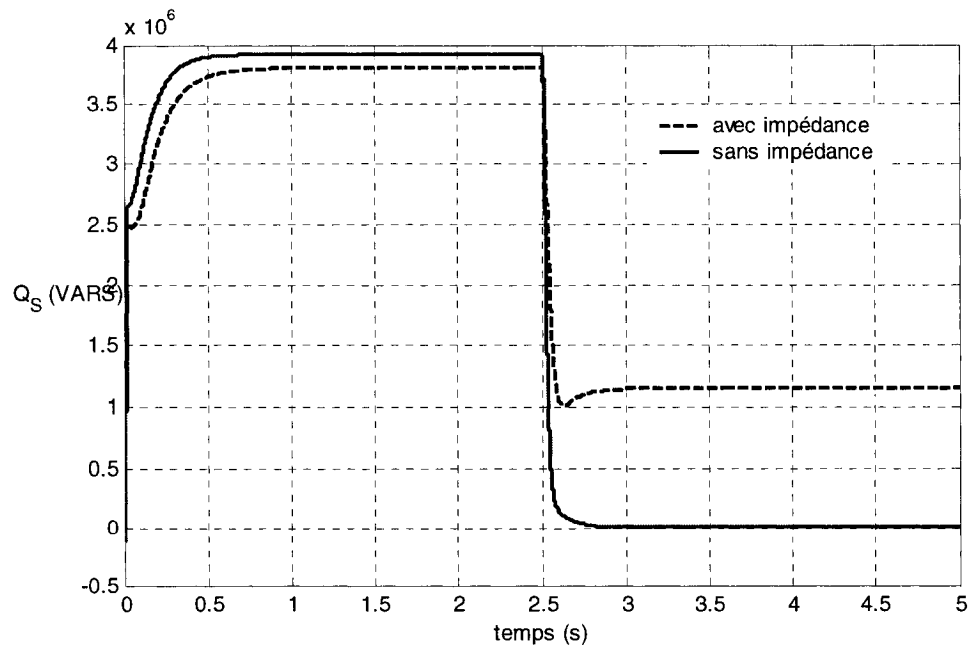


Figure 4.34 : comparaison de la puissance réactive absorbée par le moteur, avec et sans impédance du réseau

Comme dans le cas moteur, la seule différence réside dans une perturbation transitoire, qui disparaît si on applique la tension à $t = 0$ s.

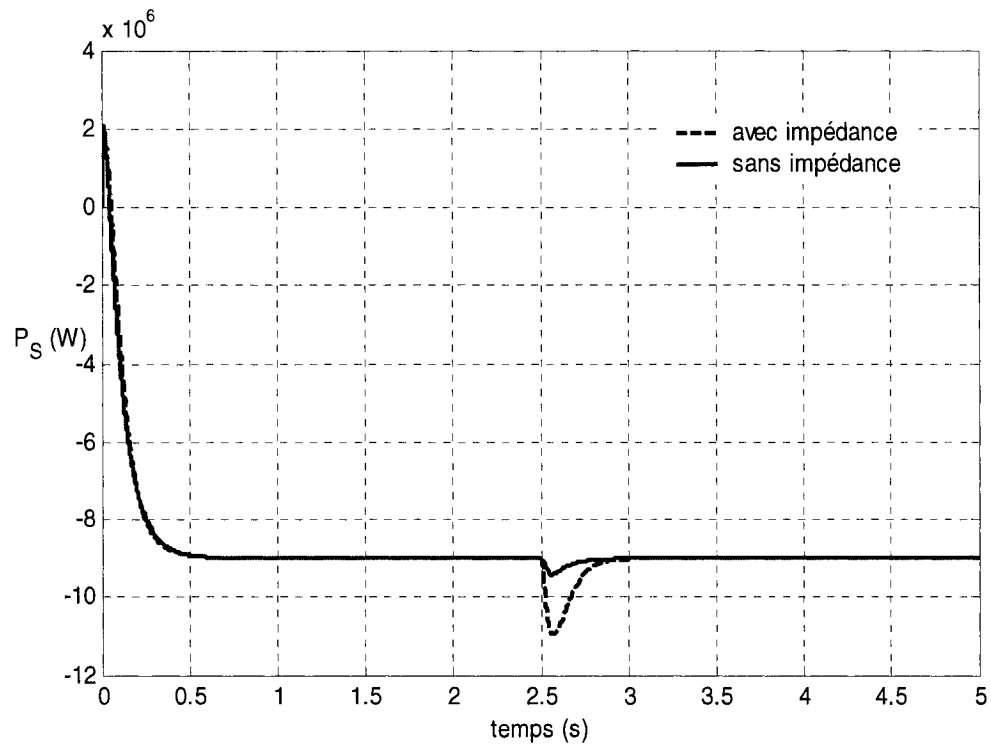


Figure 4.35 : comparaison de la puissance réelle absorbée par le moteur, avec et sans impédance du réseau, en mode générateur

Enfin, la Figure 4.36 montre la puissance réactive absorbée par la machine. Par rapport au mode moteur, l'influence du réseau est moins marquée. La puissance réactive reste très basse, égale à environ 0.1 MVARs, soit 0.011 pu.

4.3.3 Puissance fournie par le réseau

Enfin, on s'intéresse aux puissances électriques débitées par la source de tension de 69 kV, en mode générateur. La Figure 4.37 montre que la puissance réactive diminue fortement, devenant même capacitive... La puissance réelle est fournie vers la barre infinie représentée par la source idéale 69 kV.

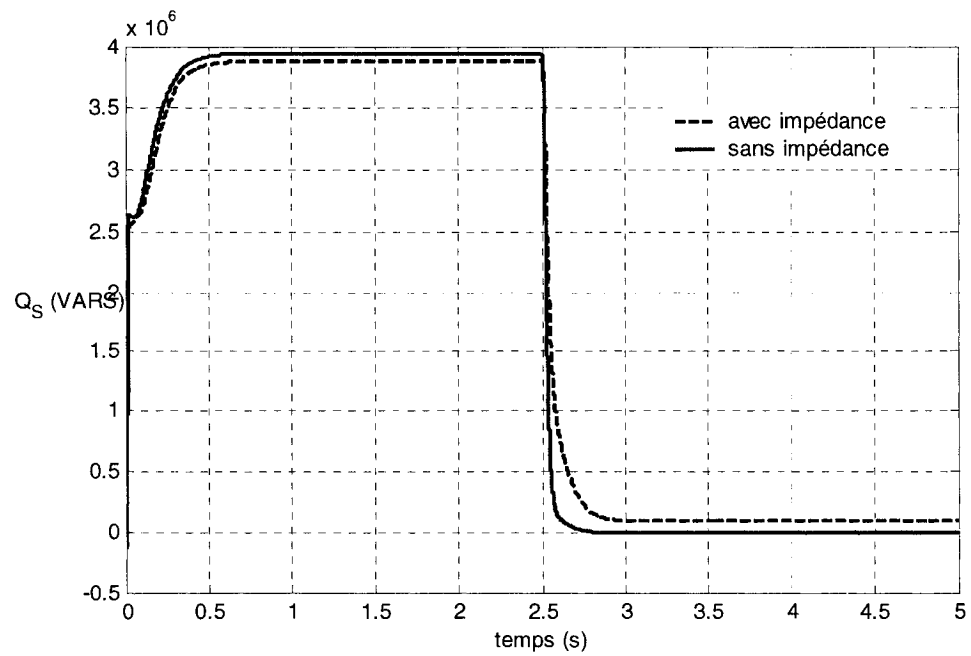


Figure 4.36 : comparaison de la puissance réactive absorbée par le moteur, avec et sans impédance du réseau, en mode générateur

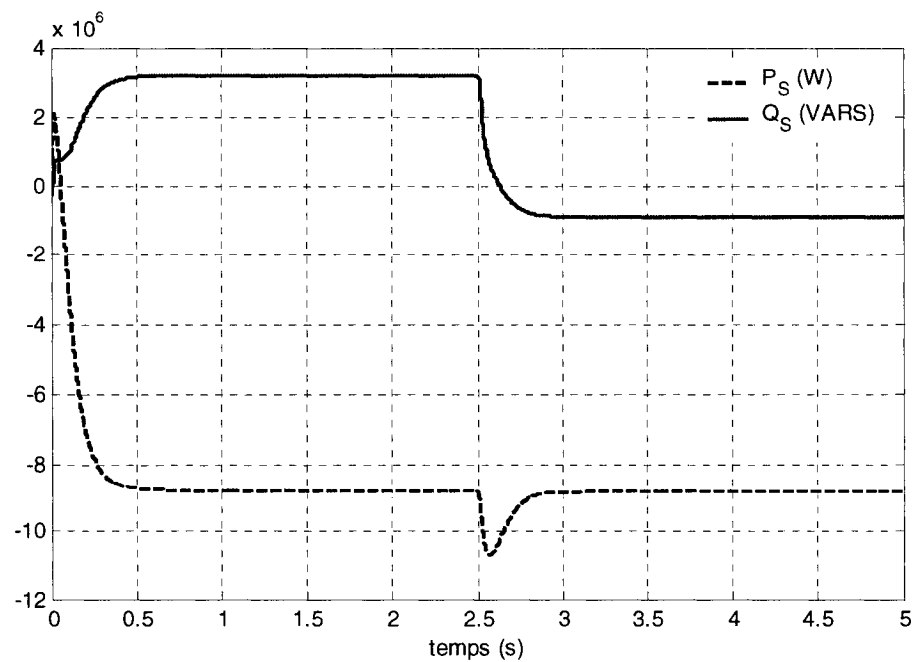


Figure 4.37 : puissances électriques du côté 69 kV

4.4 Conclusion

Dans ce Chapitre, nous avons comparé les modélisations développées sous Matlab / Simulink et sous EMTP-RV. Les résultats montrent que le modèle EMTP est plus performant, car le modèle Matlab nécessite une transitoire de 4 secondes pour se stabiliser lors du démarrage de la machine 11000 hp.

Nous avons également montré qu'un réglage de puissance réactive est possible via la tension V_{Q1} , et que ce réglage est très efficace. Il affecte peu le glissement, le seul inconvénient étant une légère perturbation transitoire au moment où la tension rotorique entre en action. La plage de réglage qui permet de couvrir toute la plage de fonctionnement dans les modes moteur et générateur est petite, puisque la plage de variation de la tension V_{Q1} est de $12 \cdot 10^{-3}$ pu (soit environ 80 V). Cela rejoint les résultats du Chapitre 3, où la plage de variation de la tension V_{rd} nécessaire était d'environ $7 \cdot 10^{-3}$ pu (soit environ 1.45 V). Le Tableau 4.2 résume les plages de réglage trouvées pour V_{Q1} .

La comparaison entre les deux modèles permet de dire qu'un réglage simple consisterait à choisir une valeur unique de V_{rq} (modèle Matlab) ou V_{Q1} (modèle EMTP), et cette valeur suffirait à maintenir le facteur de puissance unitaire, quel que soit le couple de charge.

Un bilan énergétique a été fait concernant les échanges de puissances au rotor et au stator, dans deux cas de fonctionnement différents. Ce bilan est présenté à l'Annexe D.

Enfin, l'influence de l'impédance du réseau a également été étudiée. Le réglage par la tension V_{Q1} est finalement assez robuste, surtout en mode générateur, puisqu'on observe une diminution franche de la puissance réactive fournie à la machine (celle-ci passe de 0.45 à 0.13 pu).

Conclusion

Au cours de ce projet, une étude approfondie du fonctionnement de la machine asynchrone à rotor bobiné a été effectuée.

Tout d'abord, un modèle mathématique a été élaboré, qui prend en grandeurs d'entrée les tensions au rotor et au stator dans le référentiel de Park, et en sortie le couple électromagnétique et la vitesse. Le comportement de ce modèle a été validé par comparaison avec trois modèles déjà existants, dont deux sont couramment utilisés dans l'industrie, dans les environnements Matlab et EMTD. Par la suite, le modèle [18] sera utilisé dans un contexte académique, lors d'une séance de laboratoire sur la machine asynchrone à rotor bobiné.

Le fonctionnement dans les modes d'opération synchrone (avec l'injection d'un courant continu au rotor) et asynchrone a été validé. L'influence du couple de charge sur toutes les grandeurs qui caractérisent la machine a également été étudié et a révélé que la puissance réactive absorbée au stator ne varie que très peu avec le couple de charge appliqué.

Une étude exhaustive a été faite dans l'environnement Matlab sur le rôle de la tension rotorique (dans le référentiel de Park), c'est-à-dire sur l'effet des tensions V_{rd} et V_{rq} sur les grandeurs caractéristiques de la MAS-RB, qui sont les puissances électriques au stator, au rotor, le rendement, le facteur de puissance, le glissement et le courant efficace au rotor. Un bilan énergétique a pu être tiré de cette étude. Ceci constitue un apport important, car aucun travail de ce genre n'a été trouvé jusqu'à présent dans la littérature. À partir de cette étude, une possibilité de réglage de la puissance réactive et du glissement a été mise en évidence, puis appliquée. Les résultats ont été très concluants, puisqu'il est possible de faire un réglage quasiment découplé Q_s / s par action sur les tensions V_{rq} et V_{rd} respectivement, et ceci dans des tolérances très faibles. Nous avons également montré que le dimensionnement d'un convertisseur

associé au rotor qui pouvait permettre un tel réglage était faible, de l'ordre de 2.5 % de la puissance nominale.

Puis, nous avons effectué le même travail dans l'environnement EMTP, et sur une machine de grande puissance.

Le contrôle développé revêt deux caractéristiques importantes. D'une part, il a été montré qu'une très faible tension au rotor suffisait à régler la puissance réactive à 0 VARS. D'autre part, la tension rotorique nécessaire dépend peu du couple de charge appliqué, puisqu'une variation de seulement $5 \cdot 10^{-3}$ pu suffisait à couvrir tous les couples de charge. La puissance apparente que doit supporter le convertisseur est faible, de l'ordre de 3 % de la puissance nominale. En revanche, il est apparu que ce réglage (compensation réactive) nécessitait d'injecter de la puissance réelle au rotor, ce qui représente un problème important si l'on veut concevoir un convertisseur matriciel sans aucun lien avec le stator.

Les perspectives et axes de recherche futurs sur ce projet sont multiples.

Tout d'abord, il convient de rappeler que le phénomène de saturation magnétique a été négligé dans toute cette étude. Or ce phénomène peut entraîner des restrictions sur le réglage obtenu. Cela doit être étudié si l'on désire connaître les phénomènes mis en jeu.

Ensuite, on doit noter que le modèle de charge adopté était un modèle à une masse, et dans le cas de la machine 11000 hp, sans coefficient de frottement visqueux. Or, la principale application industrielle du moteur asynchrone à rotor bobiné consiste dans la production éolienne d'énergie électrique, et le modèle de charge est un modèle multimasse, qui comprend les pâles, un ou plusieurs réducteurs et l'arbre moteur. De plus, la puissance mécanique délivrée en fonction de la vitesse du vent suit un profil complexe, appelé "nose curve". Il peut être intéressant de tester la robustesse de ce réglage face à un modèle de charge plus fidèle à la réalité.

D'autre part, même si le dimensionnement d'un convertisseur statique lié au rotor a été développé, la conception d'un convertisseur matriciel indépendant du stator nécessite de connaître le plus fidèlement possible des lois analytiques reliant la puissance réactive au stator à sa tension de commande (qui seraient en fait des lois de commande). En effet, des lois de commande en boucle fermée sont indispensables pour la faisabilité d'un contrôleur. De plus, on doit répondre au défi du transit de la puissance réelle au rotor nécessitée par le réglage, c'est-à-dire connaître précisément le sens de transit pour tous les cas d'opération de la machine (modes moteur / générateur, modes sub/hypersynchrone).

Enfin, au cours de ce travail, nous avons pu observer une certaine dépendance de la méthode de réglage par rapport aux paramètres de la machine. Or certains paramètres varient au cours du temps, en particulier la valeur des résistances qui dépend de la température. Il serait intéressant d'évaluer l'importance de cette dépendance aux paramètres de la machine.

Références

- [1] J. Mahseredjian, S. Denetière, L. Dubé, B. Khodabakhchian, L. Gérin-Lajoie, "On a new approach for the simulation of transients in power systems", in *Proceedings of the International Conference on Power Systems Transients, IPST 2005 in Montréal*, June 19th-23rd, 2005
- [2] J. Usaola, P. Ledesma, "Dynamic incidence of wind turbines in networks with high wind penetration", in *Proceedings of the IEEE Power Engineering Society Summer Meeting*, vol. 2, 2001, pp. 755 – 760.
- [3] A. Ilinca, E. Mc Carthy, J-L. Chaumel, "Wind potential assessment of Québec Province", *Renewable Energy*, vol 28, issue 12, pp1881-1897, 2003.
- [4] H. Amaris, C. Vilar, J. Usaola, J.L. Rodriguez, "Frequency Domain Analysis of Flicker Produced by Wind Energy", in *Proceedings of the 8th International Conference on Harmonics and Quality of Power ICHQP' 98, Athens, Greece*, October 14-16, 1998.
- [5] C.R. Kelber, W. Schumacher, "Adjustable Speed Constant Frequency Energy Generation with Doubly-Fed Induction Machines", Grenoble VSSH, 2000.
- [6] W. Leonhard, *Control of Electrical Drives*, 2nd completely revisited and enlarged edition, Berlin : Springer-Verlag, 1996.
- [7] S. Müller, M. Deicke, R.W. De Doncker, "Doubly-Fed Induction Generator Systems for Wind Turbines", *IEEE Industry Applications Magazine*, vol. 8, issue 3, pp 26-33, May June 2002.
- [8] B. Marinescu, "A Robust Coordinated Control of the Doubly-Fed Induction Machine for Wind Turbines : a State-Space Based Approach", in *Proceedings of the 2004 American Control Conference, Boston, Massachusetts*, June 30 – July 2, 2004.
- [9] L. Xu, W. Chang, "Torque and reactive Power Control of a Doubly Fed Induction Machine by Position Sensorless Scheme", *IEEE Transaction on Industry Applications*, vol. 31, pp. 636-642, May - June 1995.
- [10] S. Peresada, A. Tilli, A. Tonielli, "Robust Active-Reactive Power Control of a Doubly-Fed Induction Generator", in *Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, vol. 3, September 1998, pp. 1621-1625,.

- [11] S. Peresada, A. Tilli, A. Tonielli, "Dynamic Output Feedback Linearizing Control of a Doubly-Fed Induction Motor", in *Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, vol. 3, July 1999, pp. 1256-1260.
- [12] F. Wang, C. Lin, J. Zhu, L. Xu, "A Chopping and Doubly-Fed Adjustable Speed System Without Bi-directional Converter", in *Proceedings of the 37th IAS Annual meeting. Conference Record on the Industry Applications*, vol. 4, October 2002, pp. 2393-2397.
- [13] L. Zhang, C. Watthanasarn, W. Shepherd, "Application of a Matrix Converter for the Power Control of a Variable-Speed Wind-Turbine Driving a Doubly-Fed Induction Generator", in *Proceedings of the 23rd International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation*, vol. 2, November 1997, pp. 906-911.
- [14] C. Abbey, G. Joès, "Optimal Reactive Power Allocation in a Wind Powered Doubly-Fed Induction Generator", in *Proceedings of the IEEE Power Engineering Society General Meeting*, vol.2, June 2004, pp. 1491 - 1495.
- [15] I. Boldea, *Variable Speed Generators*, Boca Raton : CRC Press – Taylor & Francis, 2006.
- [16] R. Datta, V.T Ranganathan, "Direct Power Control of Grid-Connected Wound Rotor Induction Machine Without Rotor Position Sensors", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 16, no. 3, pp 390 – 399, may 2001.
- [17] Y. Tang, L. Xu, "Vector Control and Fuzzy Logic Control of a Doubly Fed Variable Speed Drives with DSP Implementation", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 10, Issue 4, pp. 661 – 668, December 1995.
- [18] A. Benzine, "Amélioration du comportement réactif d'une machine asynchrone à rotor bobiné sans aucun apport extérieur d'énergie", Mémoire de Maîtrise, École Polytechnique de Montréal, Montréal, QC, Canada, 2005.
- [19] J-P. Caron, J-P. Hautier, *Modélisation et commande de la machine asynchrone*, Paris : Éditions Technip, 1995
- [20] G.R Slemon, "Modelling of Induction Machines for Electric Drives", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 25, no.6, pp 1126 – 1131, Décembre 1989
- [21] A.E Fitzgerald, Charles Kingsley Jr, Stephen D. Umans, *Electric Machinery*, Sixth Edition, Boston : McGraw Hill Higher Education, 2003

Annexe A : Modèle développé sous Matlab / Simulink

Dans cette Annexe, on rappelle les équations du modèle de machine développé en [18].

A.1 Transformations de Park

Ce modèle utilise la transformation de Park avec conservation d'énergie. La convention adoptée est plutôt "européenne", avec l'axe d en retard sur l'axe q. Les transformations de Park utilisées sont :

$$P = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \beta & \cos\left(\beta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\beta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin \beta & \sin\left(\beta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\beta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

$$P^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \beta & -\sin \beta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\beta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\beta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\beta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\beta + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

A.2 Équations électriques

Le modèle utilisé est un modèle d'état du type :

$$[\dot{I}] = A.[I] + B.[V],$$

Les composantes de cette équation sont détaillées ci-dessous.

$$[I] = [i_{sd} \quad i_{sq} \quad i_{so} \quad i'_{rd} \quad i'_{rq} \quad i_{ro}]^T$$

$$[V] = [V_{sd} \quad V_{sq} \quad V_{so} \quad V_{rd} \quad V_{rq} \quad V_{ro}]^T$$

$$A = \begin{bmatrix} \frac{R_s}{L_s \cdot \sigma} & \frac{\omega_s - \omega_r \cdot (1 - \sigma)}{\sigma} & 0 & \frac{1 - \sigma}{\sigma \cdot \tau_R} & \frac{(\omega_s - \omega_r) \cdot (1 - \sigma)}{\sigma} & 0 \\ \frac{\omega_s - \omega_r \cdot (1 - \sigma)}{\sigma} & \frac{R_s}{L_s \cdot \sigma} & 0 & \frac{(\omega_s - \omega_r) \cdot (1 - \sigma)}{\sigma} & \frac{1 - \sigma}{\sigma \cdot \tau_R} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_s}{L_s \cdot \sigma} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{R_s}{L_s \cdot \sigma} & \frac{(\omega_s - \omega_r)}{\sigma} & 0 & -\frac{1}{\sigma \cdot \tau_R} & \frac{\omega_r - \omega_s \cdot (1 - \sigma)}{\sigma} & 0 \\ \frac{(\omega_s - \omega_r)}{\sigma} & \frac{R_s}{L_s \cdot \sigma} & 0 & \frac{\omega_r - \omega_s \cdot (1 - \sigma)}{\sigma} & -\frac{1}{\sigma \cdot \tau_R} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{\tau_R} \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{pmatrix} \frac{1}{L_s \cdot \sigma} & 0 & 0 & \frac{(\sigma - 1)}{M \cdot \sigma} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s \cdot \sigma} & 0 & 0 & \frac{(\sigma - 1)}{M \cdot \sigma} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_s} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{L_s \cdot \sigma} & 0 & 0 & \frac{1}{M \cdot \sigma} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_s \cdot \sigma} & 0 & 0 & \frac{1}{M \cdot \sigma} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_R} \end{pmatrix}$$

A.3 Changement de variable des courants de Park

Afin que le calcul des puissances ne soit pas faussé par le changement de variable sur les courants i_{rd} et i_{rq} , on applique aux courants calculés par l'équation d'état la transformation suivante :

$$C = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{M}{L_R} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{M}{L_R} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$$

A.4 Équation du couple

On utilise l'équation suivante pour calculer le couple électromagnétique :

$$C_{EM} = p.(1 - \sigma).L_S.(i_{sq}.i'_{rd} - i_{sd}.i'_{rq})$$

A.5 Calcul de la vitesse du moteur

On utilise l'équation suivante :

$$J \frac{d\Omega_M}{dt} = C_{EM} - C_R - f.\omega$$

Dans le domaine de Laplace cette équation devient :

$$\Omega_M(s) = \frac{C_{EM}(s) - C_R(s)}{J.s + f}$$

Avec s la variable de Laplace.

A.6 Calcul des puissances

Les différentes puissances électriques et mécaniques sont calculées comme suit :

$$\begin{cases} P_S = V_{sd} \cdot i_{sd} + V_{sq} \cdot i_{sq} \\ Q_S = V_{sq} \cdot i_{sd} - V_{sd} \cdot i_{sq} \\ P_R = V_{rd} \cdot i_{rd} + V_{rq} \cdot i_{rq} \\ Q_R = V_{rq} \cdot i_{rd} - V_{rd} \cdot i_{rq} \\ P_M = C_R \cdot \Omega_M \end{cases}$$

Les puissances électriques sont celles absorbées au rotor et au stator.

A.7 Pulsation rotorique

La pulsation électrique des courants et tensions au rotor est calculée avec l'équation :

$$\omega_R = \Omega_S - \Omega_M$$

A.8 Glissement

Le glissement de la machine utilise la vitesse mécanique et la pulsation électrique d'alimentation :

$$s = \frac{\omega_S - p \cdot \omega_M}{\omega_S}$$

A.9 Courants efficaces au rotor et au stator

On rappelle que, dans une transformation de Park à conservation d'énergie, l'amplitude d'une grandeur est donnée par :

$$\begin{cases} V_{MAX} = \sqrt{\frac{2}{3}} (v_d^2 + v_q^2) \\ I_{MAX} = \sqrt{\frac{2}{3}} (i_d^2 + i_q^2) \end{cases}$$

Donc on calcule les courants efficaces au stator et au rotor par :

$$\begin{cases} I_{SEFF} = \frac{1}{\sqrt{3}} (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) \\ I_{REFF} = \frac{1}{\sqrt{3}} (i_{rd}^2 + i_{rq}^2) \end{cases}$$

A.10 Modèle Simulink

Le modèle Simulink qui correspond à ces différentes équations est donné à la page suivante (Figure A.1).

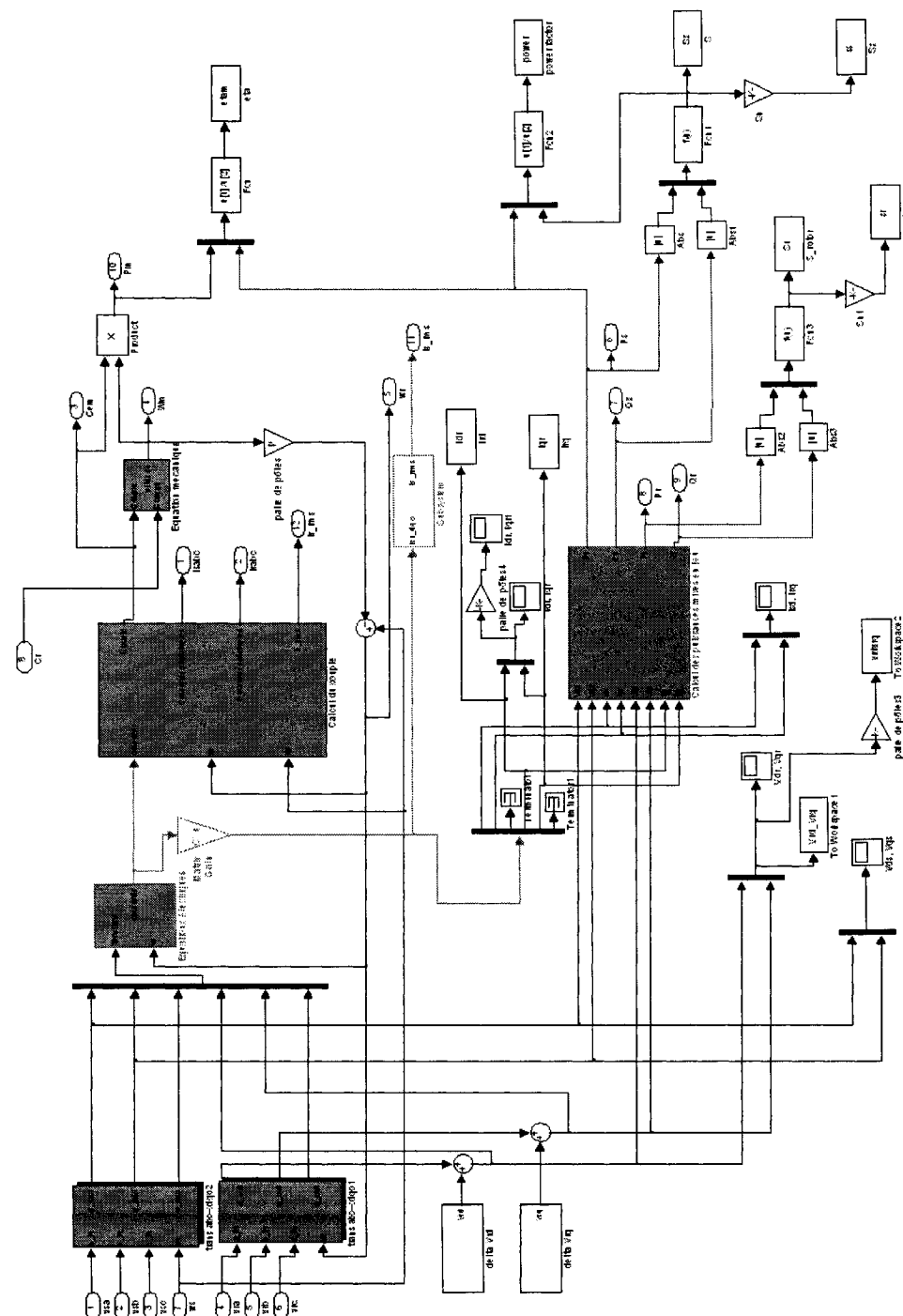


Figure A.1 : schéma bloc du modèle de machine [18]

Annexe B : plaques signalétiques et valeurs de base des machines

B.1 Machine 3 hp

Puissance mécanique	3 hp
Vitesse nominale	1725 tr/min
Fréquence	60 Hz
Nombre de pôles	4
Tension nominale (stator)	120 / 208 / 240 (V)
Courant nominal (stator)	17.9 / 10.3 / 8.3 (A)
Tension nominale (rotor)	125 V
Courant nominal (rotor)	11 A

Tableau B.1 : plaque signalétique de la machine 3 hp

Puissance apparente	3710.7 VA
Vitesse synchrone	188.4955 rd/s
Fréquence	60 Hz
Tension de base	208 V
Courant de base	10.3 A
Couple de base	12.389 N.m

Tableau B.2: valeurs de base de la machine 3 hp

$R_S (40^\circ) (\Omega)$	0.64	$P_{ROT} (W)$	105
$R_R (40^\circ) (\Omega)$	0.42	$m = \frac{E_R}{E_S}$	0.52
$l_S (mH)$	45.27	$P_{FER} (W)$	152
$l_R (mH)$	13.71	$R_M (\Omega)$	270
$l_{SS} (mH)$	-20.77	$X_M (60 \text{ Hz}) (\Omega)$	21.64
$l_{rr} (mH)$	-5.73	$X_S (60 \text{ Hz}) (\Omega)$	1.03
$l_{sr} (mH)$	23.37	$X_R (60 \text{ Hz}) (\Omega)$	0.27
$l_{rs} (mH)$	23.16	$\frac{I_{ra}}{I_{sa}}$	1.78

Tableau B.3: paramètres mesurés de la machine 3 hp (tiré de [18])

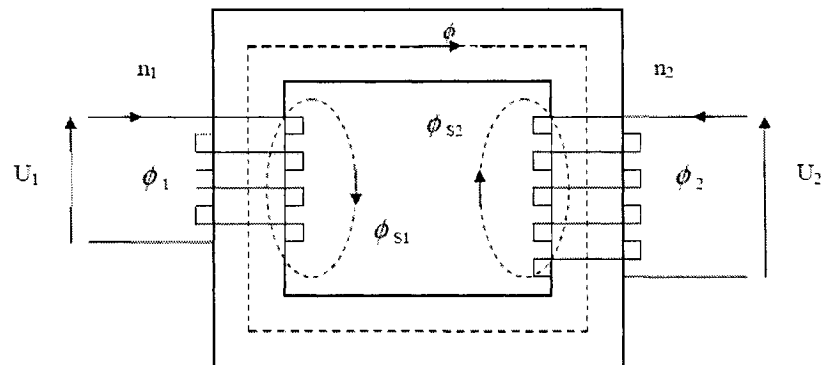


Figure B.1 : transformateur à 2 enroulements

On a :

$$\left\{ \begin{array}{l} L_1 = \frac{n_1 \phi_1}{i_1} \\ L_2 = \frac{n_2 \phi_2}{i_2} \\ L_{S1} = \frac{n_1 \phi_{S1}}{i_1} \\ L_{S2} = \frac{n_2 \phi_{S2}}{i_2} \end{array} \right. \quad \text{et} \quad \left\{ \begin{array}{l} M_{21} = \frac{n_2 \phi}{i_1} \\ M_{12} = \frac{n_1 \phi}{i_2} \end{array} \right.$$

On peut démontrer que :

$$\left\{ \begin{array}{l} L_1 - L_{S1} = \frac{n_1}{n_2} M_{21} \\ L_2 - L_{S2} = \frac{n_2}{n_1} M_{12} \\ M_{12} = M_{21} \end{array} \right\} \Rightarrow \frac{L_1 - L_{S1}}{L_2 - L_{S2}} = \left(\frac{n_1}{n_2} \right)^2$$

Dans le cas de la MAS-RB 3 hp, en utilisant les mesures données au Tableau B.3, on a $n_2 / n_1 = 0.52$, $l_s = 45.27$ mH, $l_R = 13.71$ mH, $M_{sr} = 23.37$ mH et $M_{rs} = 23.16$ mH. Le calcul donne pour L_{ls} et L_{lr} :

$$\left\{ \begin{array}{l} L_{ls} = l_s - \frac{n_1}{n_2} M_{rs} = 45.27 - \frac{1}{0.52} 23.16 = 0.76 \text{ mH} \\ L_{lr} = l_R - \frac{n_2}{n_1} M_{sr} = 13.71 - (0.52)(23.16) = 1.56 \text{ mH} \end{array} \right.$$

Et en appliquant ce résultat aux paramètres du Tableau B.3, on obtient :

L_S (mH)	35.8
L_R (mH)	36.6
M (mH)	35.05
R_S (Ω)	0.64
R_R (Ω)	0.42
τ_R (ms)	105
σ	0.062
J (kg.m ²)	0.089
β (N.m.s)	0.0032

Tableau B.4 : paramètres de la machine 3 hp sous Matlab

B.2 Machine 11000 hp

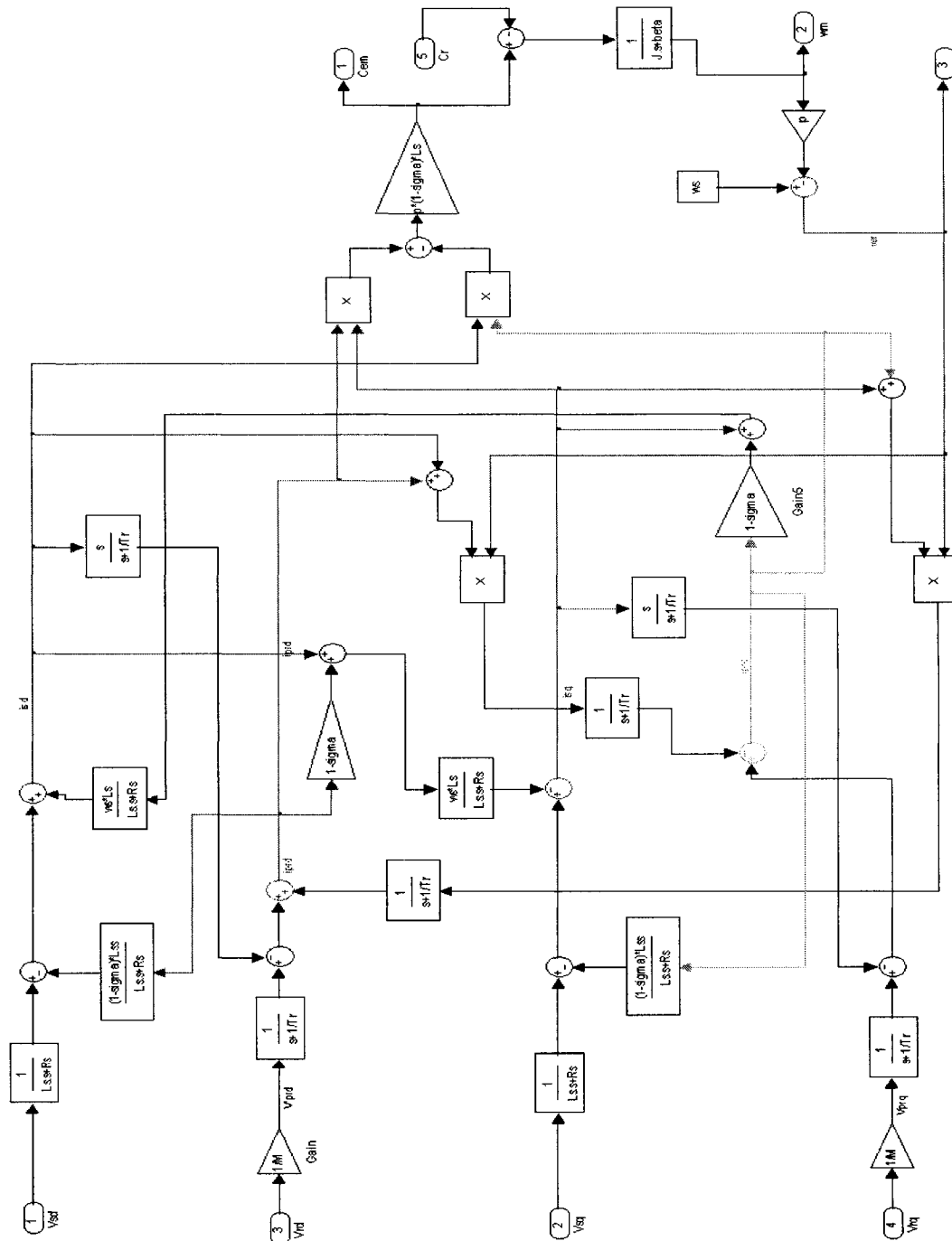
Puissance apparente	9.1 MVA
Vitesse nominale	188.4955 rd/s
Fréquence	60 Hz
Tension de base	6600 V
Courant de base	1120 A
Couple de base	48032 N.m

Tableau B.5: valeurs de base de la machine 11000 hp

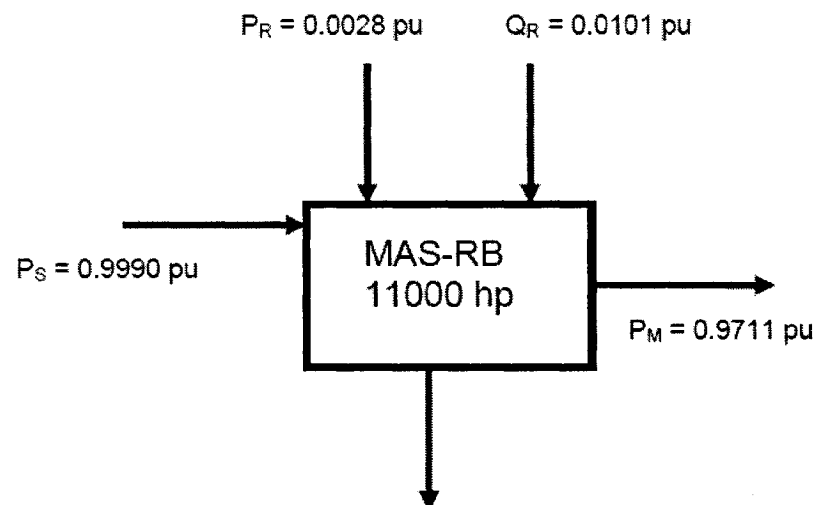
L_S (mH)	45.043
L_R (mH)	45.043
M (mH)	44.13
R_S (Ω)	0.0245
R_R (Ω)	0.1095
τ_R (ms)	411.4
σ	0.0401
J (kg.m ²)	1200

Tableau B.6: paramètres de la machine 11000 hp sous Matlab

Annexe C : modèle analytique élaboré au Chapitre 2

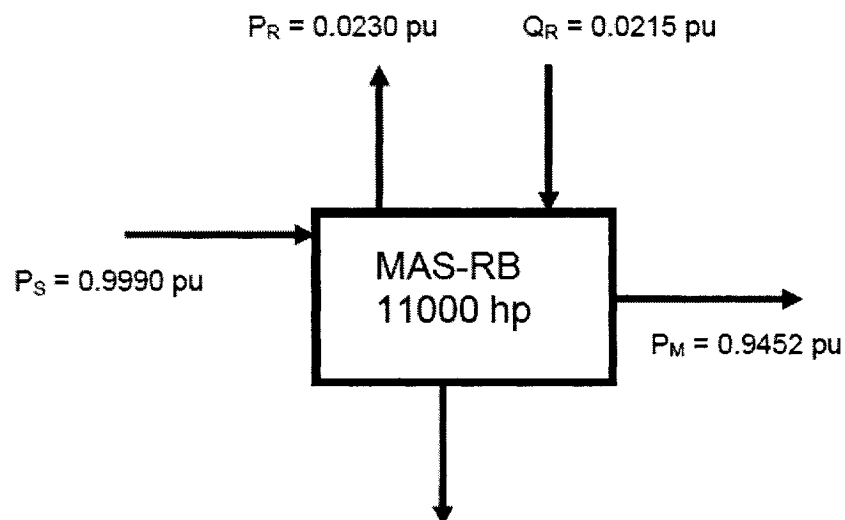


Annexe D : bilan énergétique (machine 11000 hp) lors du fonctionnement à $Q_S = 0$ VAR, $C_R = 1$ pu,



Pertes Joules, pertes mécaniques, pertes par frottement et ventilation

Figure D.1: bilan énergétique en mode moteur, à glissement non contrôlé ($V_{D1} = 0$ V)



Pertes Joules, pertes mécaniques, pertes par frottement et ventilation

Figure D.2: bilan énergétique en mode moteur, avec $s = 2 \cdot s_{RCC}$